

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

LE MULTIPLEXAGE SPATIAL À 60 GHZ EN ENVIRONNEMENT INTERNE :
CRITÈRES DE FAISABILITÉ ET ANALYSE DE PERFORMANCE

EDDY DAILLEUX
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
AVRIL 2015

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

LE MULTIPLEXAGE SPATIAL À 60 GHZ EN ENVIRONNEMENT INTERNE :
CRITÈRES DE FAISABILITÉ ET ANALYSE DE PERFORMANCE

présenté par : DAILLEUX Eddy

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. NERGUIZIAN Chahé, Ph. D., président

M. FRIGON Jean-François, Ph. D., membre et directeur de recherche

M. TATU Serioja Ovidiu, Ph. D., membre et codirecteur de recherche

M. CARDINAL Christian, Ph. D., membre

REMERCIEMENTS

Je tiens particulièrement à remercier toutes les personnes qui m'ont aidé et soutenu durant tout le cheminement de ma maîtrise et qui m'ont permis d'aller jusqu'au bout en surmontant toutes les épreuves.

Je tiens à remercier mon directeur de recherche monsieur Jean-François Frigon ainsi que mon co-directeur Monsieur Serioja Ovidiu Tatu pour leur précieuse aide dans toutes les étapes de mon projet de recherche ainsi que pour l'aide financière qu'ils m'ont accordée.

Je souhaite aussi remercier tous les membres du PolyGrames et du CREER à l'École Polytechnique de Montréal comme à l'INRS Centre – Énergie Matériaux et Télécommunications qui m'ont apporté leur aide et leur soutien dans les moments difficiles. Je pense en particulier à Jérôme Gaveau et Diego Enrique Perea sur qui j'ai pu compter tout particulièrement.

Je remercierai aussi ma famille et mes amis qui m'ont soutenu moralement et m'ont permis d'aller jusqu'au bout.

RÉSUMÉ

Le sujet de ce mémoire s'intéresse aux méthodes qui permettraient de faire du MIMO¹ sur la bande de fréquences millimétriques des 57-64 GHz qui sera utilisée dans les prochaines normes WIFI et dans les futures générations de normes 5G pour le mobile. On traite ce sujet car la technologie MIMO telle qu'on la connaît depuis les années 2000 avec la norme WIFI 802.11n ne permet pas d'être utilisée sur la bande des 57-64 GHz dans les mêmes conditions.

En effet, pour bénéficier des avantages du MIMO on doit auparavant effectuer certains traitements sur les signaux. Ce traitement qui est le plus souvent une décomposition en valeurs singulières consiste à pré-traiter les signaux qui seront envoyés à travers les différentes antennes à l'émission et à faire un post-traitement des signaux reçus par les différentes antennes de réception.

Les normes WIFI fonctionnent actuellement sur deux bandes de fréquences : 2.4 GHz et 5.8 GHz. Elles effectuent ce traitement numériquement via des DSP² programmés pour traiter les signaux avant qu'ils soient envoyés et après avoir été reçus. Cependant, comme tous systèmes numériques programmables, les DSP comme les FPGA³ sont limités en vitesse de part leur fréquence de fonctionnement. Or la largeur de bande offerte à 60 GHz est près de 70 (et 45) fois supérieure à celle offerte à 2.4 GHz (et à 5.8 GHz). Ce qui nécessite autant de puissance de calcul supplémentaire. Actuellement aucun DSP ou FPGA à faible coût pouvant être embarqué dans un périphérique WIFI grand public à 60 GHz n'existe pour faire le traitement MIMO.

On montre qu'en utilisant des réseaux d'antennes planaires avec certaines configurations spatiales, on est capable sans effectuer de traitement complexe du signal, d'obtenir des canaux suffisamment indépendants pour transmettre plusieurs flux de données indépendants. Lorsque les réseaux d'antennes sont suffisamment éloignés, on arrive à atteindre les mêmes performances que celles du système MIMO équivalent utilisant la décomposition en valeurs singulières. De plus, l'ajout d'une technique de traitement du signal au récepteur appelé LMMSE⁴ permet de diminuer les contraintes spatiales et d'améliorer les performances sous certaines conditions.

Les mesures de la réponse fréquentielle du canal pour un système MIMO utilisant des réseaux d'antennes planaires permettent de valider les hypothèses émises et de manière indirecte certains résultats obtenues par simulation.

1. Multiple-Input Multiple-Output
 2. Digital Signal Processor
 3. Field Programmable Gate Array
 4. Linear Minimum Mean Square Error

ABSTRACT

The topic of this report is about new methods to figure out the difficulties to use MIMO systems on the 57-64 GHz millimeter wave band which will be used in the future telecommunication standards like the next generations of WIFI and mobile standards. We interest to this subject because contrary to the MIMO system used in the current standards, with the millimeter waves the way to use the MIMO is different because of a technical and physical constraints.

Indeed, to take advantage of the MIMO much signal processing is required. This processing involves most of the time a linear mathematical transformation by using a decomposition in singular values called SVD⁵. Thank to this linear transformation we can apply a pre-processing to the signals to transmit through several antennas and a post-processing to the received signals from several antennas.

Nowadays, the current WIFI standards use either the 2.4 GHz band or the 5.8 GHz band. The signal processing at these frequencies is done digitally by the software load in the DSP which is responsible amongst other things to compute the SVD. As it is a software which handles the computation, it is necessarily limited by the speed of the DSP. However, the offered bandwidth on the 60 GHz band is about 70 (and 45) times superior to the offered bandwidth at 2.4 GHz (and 5.8 GHz). That requires a very powerful DSP. But currently, there is no low cost DSP or FPGA that can be embedded in a commercial WIFI device at 60 GHz in order to handle the signal processing.

We show that the use of the patch array antennas with certain spatial configurations allows to get pseudo orthogonal channels without using complex signal processing. When the patch array antennas are adequately spaced, we figure out to reach the same performance than the equivalent MIMO system with singular value decomposition. Moreover, the addition of a signal processing to the receiver called LMMSE allows to reduce the required spacial constraints and to improve the performance under certain conditions.

The frequency response measurements of the MIMO channel using patch arrays antennas confirm the assumptions and indirectly certain results obtained by simulation.

5. Singular Value Decomposition

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	iii
RÉSUMÉ	iv
ABSTRACT	v
TABLE DES MATIÈRES	vi
LISTE DES TABLEAUX	viii
LISTE DES FIGURES	ix
LISTE DES ANNEXES	xii
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xiii
CHAPITRE 1 INTRODUCTION	1
1.1 Objectifs de recherche	1
1.2 Hypothèses émises	2
1.3 Méthodes expérimentales utilisées	3
1.4 Principales conclusions	3
1.5 Plan du mémoire	4
CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE	5
2.1 Radio Fréquence	5
2.1.1 Bilan de liaison	5
2.1.2 Ondes millimétriques	7
2.1.3 Les réseaux d'antennes [1, 2]	11
2.2 Canaux de transmission	14
2.2.1 Modèles déterministes	14
2.3 Traitement du signal	19
2.3.1 La technologie MIMO	19
2.3.2 Méthode de traitement du signal MIMO	22
2.3.3 Le MIMO en ondes millimétriques	31

CHAPITRE 3	MODÉLISATION	35
3.1	Modélisation des réseaux d'antennes planaires	36
3.2	Modélisation du système MIMO à 2 dimensions	45
3.2.1	Intégration du diagramme de rayonnement mesuré des réseaux de patches	51
3.3	Modélisation du système MIMO à 3 dimensions	51
CHAPITRE 4	ETUDE PARAMETRIQUE ET SIMULATIONS	57
4.1	Étude paramétrique	60
4.1.1	Étude du nombre de patches dans les réseaux	60
4.1.2	Étude de la distance de séparation des patches dans les réseaux	65
4.1.3	Étude de l'ajout d'un déphasage Ω_0 entre les patches d'un réseau	67
4.1.4	Étude de la distance de séparation entre les antennes	70
4.1.5	Étude de la distance d_{11} entre les antennes Tx_1 et Rx_1	79
4.2	Simulation de Monte-Carlo	83
4.2.1	Prototype de réseau de patches à 60 GHz	84
4.2.2	Protocole	87
4.2.3	Étude de la distance de séparation entre les antennes	90
CHAPITRE 5	MESURES ET VALIDATIONS	97
5.1	Protocole expérimental	97
5.1.1	Hypothèses	98
5.1.2	1 ^{ère} étape : La calibration du VNA	99
5.1.3	2 ^e étape : Mise en place du banc de mesures	100
5.1.4	3 ^e étape : Mesures et traitement des données	101
5.2	Mesures	102
5.2.1	Validation des hypothèses	104
5.2.2	Confirmation des simulations	107
CHAPITRE 6	CONCLUSION	111
6.1	Synthèse des travaux	111
6.2	Limitations de la solution proposée	112
6.3	Améliorations futures	112
RÉFÉRENCES		115
ANNEXES		117

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1	Tableau des bandes pour les applications techniques	8
Tableau 2.2	Tableau des bandes de fréquences autorisées par la FCC	10
Tableau 4.1	Tableau des diagrammes de rayonnement en fonction du nombre de patches k	62
Tableau 4.2	Tableau des diagrammes de rayonnement en fonction de la distance Δ .	66
Tableau 4.3	Tableau des diagrammes de rayonnement en fonction du déphasage Ω_0	68
Tableau 4.4	Tableau des résultats de l'étude de l'influence de la distance D	74
Tableau 4.5	Tableau des résultats de l'étude de l'influence de la distance d_{11}	82
Tableau 4.6	Tableau de comparaison des extremums du diagramme de rayonnement mesuré et de celui calculé avec le modèle mathématique simplifié	87
Tableau 4.7	Tableau de comparaison des caractéristiques du réseau de patches issu du modèle mathématique avec celui issu du prototype	90
Tableau 4.8	Tableau de comparaison des séparations angulaires pour le modèle ma- thématique et le prototype	94
Tableau 4.9	Variations de la capacité et du rapport des capacités en fonction de ω_{ij}	96
Tableau 5.1	Caractéristiques des scénarios 1 à 3	106

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1	Exemple de chaîne de transmission.	5
Figure 2.2	Répartition de l'énergie transmise	6
Figure 2.3	Application formule de Friis	7
Figure 2.4	Spectre électromagnétique	8
Figure 2.5	Les types de réflexions	10
Figure 2.6	Diagramme de rayonnement 3D : à gauche 1 patch ; à droite un réseau de 4 patches	12
Figure 2.7	Photographie d'un réseau de 8 patches fonctionnant à 60 GHz fabriqué à l'École Polytechnique de Montréal	13
Figure 2.8	Structure d'un réseau de patches	13
Figure 2.9	canal de transmission multi-trajets	15
Figure 2.10	canal de transmission en ligne de vue	17
Figure 2.11	Représentation d'un canal avec bruit blanc additif Gaussien sous forme d'un système à entrées sorties	18
Figure 2.12	Représentation schématique des différents systèmes utilisant plusieurs antennes	20
Figure 2.13	Représentation schématique d'un canal MIMO (2×2)	21
Figure 2.14	Système MIMO avec SVD	23
Figure 2.15	Allocation de puissance optimale selon la technique du "waterfiling"	25
Figure 2.16	Système MIMO avec récepteur ZF ⁶	26
Figure 2.17	Système MIMO 2×2 avec modulation BPSK et critère de Rayleigh	33
Figure 3.1	Modèle d'un réseau de patches	37
Figure 3.2	Schéma pour la formule d'Al-Kashi	38
Figure 3.3	Modèle simplifié d'un réseau de patches	40
Figure 3.4	Modèle simplifié d'un réseau de patches	41
Figure 3.5	Erreur maximale absolue de la phase	42
Figure 3.6	Erreur relative maximale de l'atténuation en amplitude	43
Figure 3.7	Diagramme de rayonnement. Gauche : 1 patch. Droite : réseau de 2 patches	45
Figure 3.8	Modèle MIMO LOS ⁷ 2×2 à deux dimensions	46

6. Zero Forcing

7. Line of Sight

Figure 3.9	Modélisation d'un canal LOS utilisant des réseaux de patches comme antennes	49
Figure 3.10	Schéma d'un système MIMO à 3 dimensions	52
Figure 3.11	Schéma d'un réseau de patches à 2 dimensions	53
Figure 3.12	Schéma des différentes rotations	53
Figure 3.13	Somme vectorielle dans un système MIMO à 3 dimensions	55
Figure 4.1	Représentation du signal reçu y_i dans un système MIMO sous forme d'une somme de variables aléatoires	59
Figure 4.2	Diagrammes de rayonnement normalisés fonction du nombre de patches	61
Figure 4.3	Diagrammes de rayonnement normalisés pour $k = 8$ fonction de Δ . . .	65
Figure 4.4	Diagrammes de rayonnement normalisés pour $k = 8$ et $\Delta = \frac{1}{2}$ en fonction de Ω_0	67
Figure 4.5	Diagrammes de rayonnement normalisés pour $k = 8$ et $\Delta = \frac{1}{2}$ en fonction de Ω_0	69
Figure 4.6	Schéma du système MIMO 2×2 symétrique	71
Figure 4.7	Évolution des éléments $ h_{ij} ^2$ de la matrice H en fonction de D	72
Figure 4.8	Évolution de la capacité en fonction de D	73
Figure 4.9	Séparation angulaire aux récepteurs (Rx)	75
Figure 4.10	Évolution du rapport entre la capacité C_{MIMO} et C_{SVD} en fonction de D	76
Figure 4.11	Évolution du conditionnement de la matrice Λ et de la capacité normalisée C_{SVD} fonction de D	77
Figure 4.12	Évolution du rapport entre la capacité C_{SVD} et C_{SVD} avec waterfilling en fonction de D	78
Figure 4.13	Schéma du système MIMO 2×2 symétrique	79
Figure 4.14	Évolution des éléments $ h_{ij} ^2$ de la matrice H en fonction de d_{11}	80
Figure 4.15	Évolution de la capacité en fonction de d_{11}	81
Figure 4.16	Séparation angulaire aux récepteurs (Rx)	82
Figure 4.17	Photographie du prototype de réseau de 8 patches fonctionnant à 60 GHz	84
Figure 4.18	Pertes par réflexion (S_{11}) mesurées et simulées du réseau de patches . .	85
Figure 4.19	Diagramme de rayonnement mesuré et simulé du réseau d'antennes à 61 GHz	85
Figure 4.20	Diagramme de rayonnement mesuré du réseau d'antennes à 61 GHz versus celui calculé avec le modèle mathématique simplifié	86
Figure 4.21	BER ⁸ du système simulé avec le modèle mathématique des réseaux de patches	91

Figure 4.22	BER du système simulé avec le prototype de réseau de patches	91
Figure 4.23	Évolution de la capacité du système simulé avec le modèle mathématique des réseaux de patches en fonction de D	93
Figure 4.24	Évolution de la capacité du système simulé avec le prototype de réseau de patches en fonction de D	93
Figure 4.25	Séparation angulaire aux récepteurs (Rx)	94
Figure 4.26	Comparaison de la capacité $C_{MIMO\ LMMSE}$ avec C_{SVD} en fonction de D	96
Figure 5.1	Calibration du VNA ⁹	99
Figure 5.2	Représentation schématique du banc de mesures	100
Figure 5.3	Photographie du banc de mesures	102
Figure 5.4	Photographie des antennes utilisées	103
Figure 5.5	Schéma des scénarios de mesures	104
Figure 5.6	Mesure du seuil de bruit du VNA	104
Figure 5.7	Schéma des scénarios de mesures	105
Figure 5.8	Meures des réponses impulsionnelles des scénarios 1 à 3	106
Figure 5.9	Meures des réponses impulsionnelles et erreur associée	107
Figure 5.10	Évolution des termes de la matrice du canal en fonction de D	109
Figure 5.11	Évolution des capacité en fonction de D	110
Figure 6.1	Schéma du système MIMO avec beamforming	112
Figure 6.2	Évolution des capacités avec et sans beamforming en fonction de D	113
Figure 6.3	Évolution de l'angle ϕ_0 optimal en fonction de D	114
Figure E.1	Évolution du rapport entre la capacité C_{MIMO} et C_{SVD} en fonction de d_{11}	121
Figure E.2	Évolution du rapport entre la capacité C_{SVD} avec waterfilling et C_{SVD} en fonction de d_{11}	121
Figure E.3	Évolution du conditionnement de la matrice Λ et de la capacité normalisée C_{SVD} fonction de d_{11}	122
Figure F.1	Évolution du BER du système simulé avec le modèle mathématique des réseaux de patches en fonction de D	123
Figure F.2	Évolution de la capacité du système simulé avec le modèle mathématique des réseaux de patches en fonction de D	124
Figure G.1	Erreur relative entre la simulation avec le modèle mathématique et celle avec le prototype en fonction de D	125

LISTE DES ANNEXES

Annexe A	Atténuation spécifique aux gaz atmosphériques (source : [3])	117
Annexe B	Atténuation spécifique aux gaz atmosphériques en ondes millimétriques (source : [3])	118
Annexe C	Diagrammes de rayonnement normalisés pour $k = 8$ et $\Delta = \frac{1}{2}$ d'une base orthogonale en représentation angulaire	119
Annexe D	Diagrammes de rayonnement normalisés pour $k = 16$ et $\Delta = \frac{1}{2}$ d'une base orthogonale en représentation angulaire	120
Annexe E	Analyse de l'influence de la distance d_{11}	121
Annexe F	Analyse du MIMO avec SVD et du MIMO avec LMMSE lorsque D varie	123
Annexe G	Erreur entre la simulation avec le modèle mathématique et celle avec le prototype	125
Annexe H	Kit de calibration standard WR-12	126
Annexe I	Paramètres S (amplitude en dB) après calibration	127
Annexe J	Diagramme de rayonnement mesuré du cornet à 60 GHz	128

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

EHF	Extremely high frequency
BER	Bit Error Rate
DSP	Digital Signal Processor
EHF	Extremely High Frequency
FCC	Federal Communication Commission
FPGA	Field Programmable Gate Array
LTE	Long Term Evolution
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
ML	Maximum Likelihood
MMIC	Microwave Monolithic Integrated Circuit
RF	Radio Frequency
SIMO	Single-Input Multiple-Output
SINR	Signal to Interference-plus-Noise Ratio
SISO	Single-Input Single-Output
SNR	Signal to Noise Ratio
SIR	Signal to Interference Ratio
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio
SVD	Singular Value Decomposition
ZF	Zero Forcing
LOS	Line of Sight
INRS	Institut National de la Recherche Scientifique
CREER	Centre for Research in Radiofrequency Electronics
ADS	Advanced Design System
VNA	Vector Network Analyser
AWGN	Additive White Gaussian Noise
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
LMMSE	Linear Minimum Mean Square Error
IF	Intermediate Frequency
NF	Noise Factor
SOLT	Short-Open-Load-Thru
TRL	Thru, Reflect, Line
NLOS	Non Line of Sight

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

Le domaine des télécommunications sans-fil est en pleine explosion depuis le début des années 2000. Depuis les systèmes n'ont cessé d'être perfectionnés pour toujours augmenter leurs performances, grâce à l'augmentation des fréquences de porteuse qui a permis la miniaturisation des systèmes et ainsi l'intégration de plus en plus de technologie dans des systèmes de plus en plus petits. Toujours dans cette optique, on essaie aujourd'hui de passer au domaine des ondes millimétriques dont le spectre est encore très peu utilisé et promet des largeurs de bande pour les usages à haut débit du futur. On gagne ainsi un facteur 10 sur la taille des systèmes par rapport aux systèmes WIFI actuels. Cependant l'utilisation de largeurs de bande de l'ordre du GHz pose de nombreux défis pour le traitement du signal, et en partie pour l'utilisation de la technologie MIMO utilisée pour augmenter l'efficacité des systèmes. Les méthodes conventionnelles utilisées jusqu'à maintenant pour effectuer le traitement numérique au moyen d'unités de calcul embarquées ne sont pas envisageables à l'état de l'art actuel. Ce document se propose d'étudier et d'évaluer d'autres méthodes pour pouvoir intégrer cette technologie sur la future bande utilisée par le WIFI (802.11ad) [4].

1.1 Objectifs de recherche

L'objectif est de pouvoir éviter ou bien diminuer le travail de pré et de post traitement des signaux qui demandent chacun un DSP ultra rapide. Pour y parvenir on se propose dans un premier temps d'étudier une méthode faisant intervenir les propriétés physiques des réseaux d'antennes planaires (patches) ainsi que les distances de séparation des antennes et leur orientation. Le but étant d'évaluer si certains paramètres ont une influence sur le canal MIMO physique permettant de se rapprocher des conditions nécessaires pour faire du MIMO, en particulier l'orthogonalité des canaux. En modifiant le canal MIMO physique on cherche à ce que les signaux émis par chaque antenne d'émission (Tx) ne soient reçus que par une unique antenne de réception (Rx).

Dans un second temps, on va chercher à analyser l'impact de l'ajout d'une technique d'estimation linéaire sur la méthode précédente. C'est un traitement moins lourd que la décomposition en valeurs singulières qui devrait permettre de limiter les erreurs dues aux imprécisions de la méthode matérielle pour rendre les canaux orthogonaux. L'estimateur LMMSE utilise conjointement les signaux issus des différentes antennes de réception pour estimer les

signaux envoyés par les antennes d'émission, en utilisant un algorithme linéaire basé sur la minimisation de l'erreur quadratique moyenne.

1.2 Hypothèses émises

1. Canal en ligne de vue (LOS)

La technique que l'on souhaite étudier pour adapter le canal à l'utilisation d'un système MIMO requiert d'avoir un canal LOS seulement. Autrement dit, il ne doit pas y avoir de multi-trajets et l'unique trajet doit être LOS. Cette hypothèse de départ est indispensable pour pouvoir adapter le canal MIMO de manière à avoir des canaux orthogonaux, en jouant sur les paramètres physiques comme les distances de séparation, ou encore l'orientation des antennes. Seule l'unicité du trajet permet d'exploiter cette méthode. Cette hypothèse n'est pas valable sur les bandes 2.4 GHz et 5.8 GHz en raison des nombreuses réflexions spéculaires sur les objets en environnement intérieur. Les ondes incidentes sont réfléchies dans une unique direction. Les ondes réfléchies ne sont donc que très peu atténuées comparées aux ondes incidentes qui leur ont donné naissance. C'est pour cette raison que l'on observe une multitude de multi-trajets en environnement intérieur qui fournit beaucoup de surfaces sur lesquelles les ondes peuvent être réfléchies.

Cependant, à 60 GHz les ondes se comportent différemment lorsqu'elles rencontrent une surface. La diminution de la longueur d'onde fait que l'on se rapproche de ce qui est observé en lumière visible. À savoir un phénomène de diffusion des ondes incidentes. L'énergie issue de ces ondes est partagée entre toutes les ondes diffusées d'où une très forte atténuation des ondes issues d'une ou de plusieurs diffusions. De ce fait, les multi-trajets existent et sont innombrables ; cependant leur énergie est négligeable et seuls certains d'entre eux arrivent au récepteur. C'est pour cette raison que l'on fait l'hypothèse que l'influence des multi-trajets est négligeable et que par conséquent on peut utiliser un modèle en ligne de vue qui ne les prend pas en considération.

2. Canal déterministe

En considérant un canal en ligne de vue seulement, celui-ci ne dépend que d'un unique trajet et donc de ses variations. Dans un canal stochastique les variations proviennent principalement du fait qu'il n'y a pas forcément de trajet direct mais qu'il y a en revanche une multitude de multi-trajets dus aux phénomènes de réflexion, de diffusion et de diffraction sur les innombrables surfaces présentes dans un environnement intérieur. Comme on fait l'hypothèse que le canal est LOS, on peut négliger l'influence des multi trajets comparée au trajet dominant. Alors on peut aisément négliger les varia-

tions du canal issues des multi-trajets et donc considérer un canal invariant seulement fonction des paramètres fixes du système.

1.3 Méthodes expérimentales utilisées

Nous avons tout d'abord utiliser des méthodes analytiques et par simulation de Monte-Carlo pour analyser la performance du système proposé avec des modèles d'antennes et de canaux. Pour une réalisation pratique, il est difficile de faire les mesures sur un système complet (émetteur et récepteur avec antennes) tant les éléments sont difficiles à concevoir et que par conséquent chaque élément de la chaîne de transmission et réception doit être testé individuellement pour identifier et corriger les problèmes avant de pouvoir les assembler et de pouvoir mesurer le système au complet. Les éléments de la chaîne étant en cours de conception et de fabrication durant ce mémoire, on a dû se contenter de mesures indirectes pour construire et valider le modèle.

1. Qualification des réseaux d'antennes

Dans un premier temps il a fallu mesurer les réseaux d'antennes seuls pour construire un modèle plus réaliste de simulation. Les mesures ont été effectuées en chambre anéchoïque pour obtenir les diagrammes de rayonnement avec les gains et les directivités dans les deux plans.

2. Qualification du canal

Dans un second temps lorsque le modèle a été complété, il a fallu le valider. Comme le système de transmission complet n'était pas fonctionnel pour faire des mesures directes, on a utilisé une mesure indirecte ne prenant pas en compte toute la chaîne de transmission mais seulement le canal vu par les réseaux d'antennes. Un VNA ainsi que des amplificateurs à 60 GHz ont été utilisés au lieu des émetteurs et récepteurs. L'analyse spectrale faite par le VNA nous permet d'avoir la réponse impulsionnelle du canal après une transformée de Fourier inverse. Cette méthode indirecte n'est valable que si l'hypothèse de canal déterministe et fixe durant la mesure est vérifiée.

1.4 Principales conclusions

- Les techniques mises en œuvre pour éviter le lourd processus de traitement du signal à l'émetteur et au récepteur permettent la réception simultanée de plusieurs flux d'informations indépendantes sans traitement spécifique à l'émetteur et au récepteur.
- Au niveau des performances on a pu se rapprocher de celles obtenues avec la technique de décomposition en valeurs singulières sous certaines conditions seulement.

- C’est la directivité des antennes associée à une distance de séparation minimale qui permet d’accroître l’indépendance des canaux en faisant en sorte que les signaux interférents soit fortement atténués.

Applications éventuelles L’application de cette technique pourrait être généralisée à tous les systèmes de communication opérant dans le domaine des micro-ondes de manière à soit garantir la fiabilité du lien dans les situations où un des canaux est mauvais soit à augmenter la capacité dans les situations où plusieurs canaux sont bons.

1.5 Plan du mémoire

Ce mémoire est divisé en quatre grandes parties qui correspondent aux étapes principales du travail de recherche. Dans une première partie intitulée revue de littérature, nous allons présenter tous les concepts de base utiles à la bonne compréhension de ce mémoire. Le but étant d’introduire brièvement les concepts qui seront utilisés dans les parties suivantes de ce mémoire. Ces concepts sont réunis autour de plusieurs grands domaines. Les radios fréquences et en particulier le domaine du spectre radio qui nous intéresse à savoir les ondes millimétriques, le domaine des canaux de transmission et enfin celui du traitement du signal appliqué aux systèmes MIMO.

La seconde partie de ce mémoire intitulée modélisation explique en détail comment les modèles ont été construits. Les simplifications utilisées ainsi que la validation de celle-ci. Les avantages et les limites des modèles sont présentés. Ces modèles de canaux MIMO à 60 GHz sont ensuite utilisés pour faire des simulations faisant varier plusieurs paramètres. L’étude de ces simulations permettant de mettre en lumière l’impact de chaque paramètre est présentée dans la troisième partie.

La quatrième partie a pour but de tenter de valider les résultats de simulation par l’expérimentation. Dans cette partie le modèle opératoire des différents scénarios d’expériences est expliqué. Puis les résultats issus de ces expériences sont analysés et présentés.

Finalement, la conclusion de ce mémoire fait la synthèse des techniques utilisées pour faire du MIMO à 60 GHz. Les avantages et les limites de chaque technique sont présentés ainsi qu’une ouverture sur des travaux futurs pour améliorer les techniques proposées.

CHAPITRE 2

REVUE DE LITTÉRATURE

Ce chapitre introduit d'une part les concepts de base utilisés dans ce mémoire, et d'autre part il présente un état de l'art des techniques utilisées pour faire du MIMO en ondes millimétriques.

2.1 Radio Fréquence

2.1.1 Bilan de liaison

Le bilan de liaison permet de représenter la chaîne de transmission complète entre le signal en bande de base à l'émission et celui en réception comme présenté dans la figure 2.1. Il est donc nécessaire de connaître les gains et les pertes imputables à chaque élément matériel (comme les amplificateurs, les antennes, etc.) et immatériel (comme les pertes en espace libre)[5].

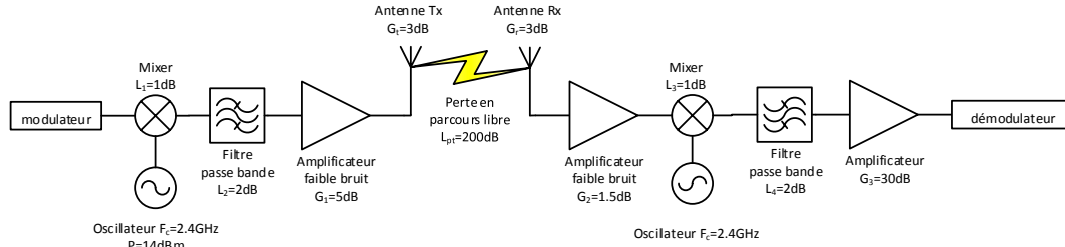


Figure 2.1 Exemple de chaîne de transmission.

Pertes dues aux éléments matériels

Les pertes dans la chaîne matérielle sont très nombreuses, elles sont dues aux différents éléments qui composent l'émetteur et le récepteur. C'est une caractéristique propre à chaque élément qui est déterminée lors de sa qualification. Par exemple pour les antennes, les pertes par réflexion sont mesurées à l'aide d'un analyseur de réseau en extrayant le paramètre S_{11} .

Pertes dues au canal

Les pertes dues au canal dépendent principalement de l'environnement de transmission que l'on nomme couramment le canal de transmission. On peut distinguer deux catégories principales de pertes.

1. L'éloignement entre l'émetteur et le récepteur.

Cette atténuation provient du fait que les ondes électromagnétiques "perdent" de leur énergie au fur et à mesure que l'onde se propage dans toutes les directions de l'espace à partir de son point d'émission. Par conséquent dans un environnement idéal isotrope l'énergie reçue au point de réception est proportionnelle à la surface de la sphère sur laquelle toute l'énergie est répartie (cf. figure 2.2). La formule de Friis [5] présentée à l'équation 2.1 permet de calculer l'atténuation de parcours en espace libre. Elle ne fournit qu'une approximation grossière de l'atténuation puisqu'elle se base sur des modèles idéaux, à savoir un environnement isotrope et sans obstacle.

$$\frac{P_r}{P_t} = G_r G_t \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (2.1)$$

Avec :

P_r : La puissance reçue (W)

P_t : La puissance transmise (W)

λ : La fréquence de la porteuse (Hz)

G_t : Le gain de l'antenne de transmission

G_r : Le gain de l'antenne de réception

r : La distance en ligne de vue séparant l'émetteur du récepteur (m)

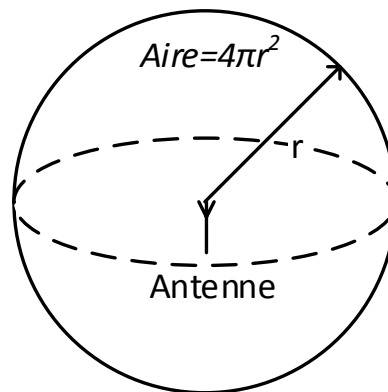


Figure 2.2 Répartition de l'énergie transmise

La formule de Friis est principalement utilisée lorsque le trajet dominant est en ligne

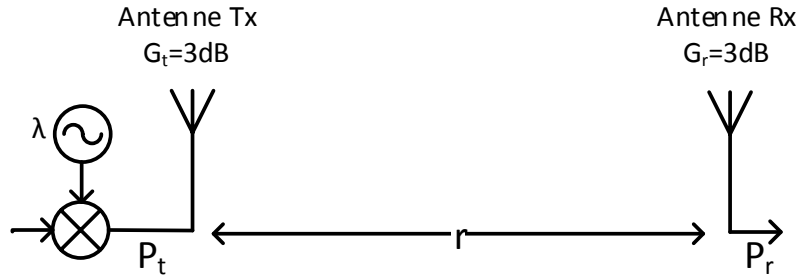


Figure 2.3 Application formule de Friis

de vue. En particulier pour évaluer la portée maximale d'un système point à point ou bien pour calculer la puissance d'émission minimale pour que le rapport signal sur bruit (SNR¹) au récepteur soit suffisant pour récupérer l'information transmise.

2. L'absorption des molécules présentent dans l'atmosphère.

Des études [6] ont démontré que les gaz qui composent notre atmosphère absorbent certaines fréquences du spectre électromagnétique. Ce phénomène d'absorption est dû au fait que les molécules résonnent à des fréquences particulières appelées fréquences de résonance. C'est cette propriété mécanique qui est à l'origine de l'absorption des ondes électromagnétiques.

Parmi les molécules très absorbantes on retrouve les molécules d'eau présentent sous forme de vapeur, les molécules de dioxygène ainsi que certaines autres molécules présentent dans l'atmosphère comme présenté dans le document issu de la FCC² en annexe A. Ce document présente l'absorption (en dB/km) de différentes molécules en fonction de la fréquence.

Par ailleurs la concentration de ces éléments variant en fonction de l'altitude, on observe aussi des absorptions différentes en fonction de l'altitude.

2.1.2 Ondes millimétriques

Définition Les ondes millimétriques appartiennent à la dernière zone du spectre radio avant les TéraHertz comme on peut le voir sur la figure 2.4. On parle aussi de la bande EHF³ pour les ondes millimétriques.

Toutes ces appellations font référence au domaine spectral radio qui s'étend par convention de 30 à 300 GHz soit une longueur d'onde comprise entre 1mm et 10 mm.

1. Signal to Noise Ratio
 2. Federal Communication Commission
 3. Extremely High Frequency

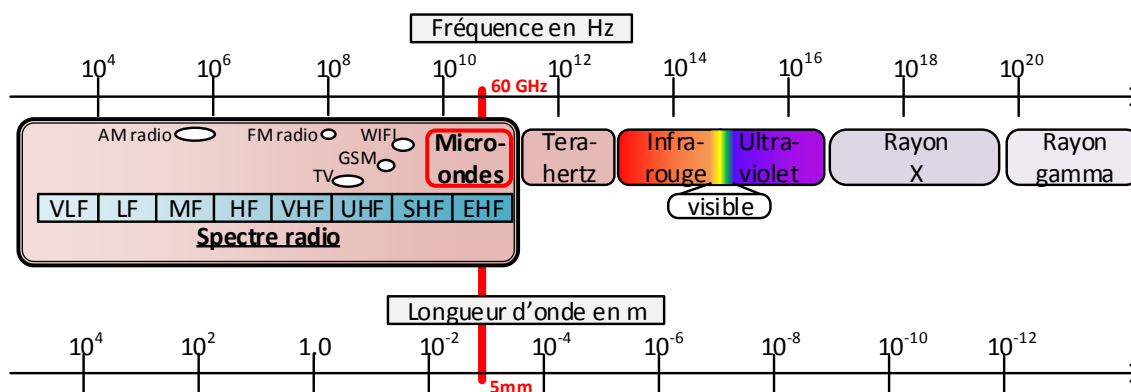


Figure 2.4 Spectre électromagnétique

Les ondes millimétriques appartiennent au domaine des micro-ondes qui commence dès 1 GHz (soit une longueur d'onde de 30 cm). Le spectre des ondes millimétriques est lui aussi subdivisé en bande pour les applications techniques comme on peut le voir sur le tableau 2.1. Ces bandes sont utilisées pour les spécifications techniques du matériel radio comme les câbles et les connecteurs.

Tableau 2.1 Tableau des bandes pour les applications techniques

Bande	Fréquences en GHz	longueur d'onde en mm
Ka	26,5 - 40	7.5 - 11.3
Q	33 - 50	6 - 9.1
U	40 - 60	5 - 7.5
V	50 - 75	4 - 6
E	50 - 90	3.3 - 6
W	75 - 110	2.7 - 4
D	110 - 170	1.8 - 2.7
G	140 - 220	1.4 - 2.1

Caractéristique Les ondes millimétriques ont des caractéristiques qui leur confèrent des propriétés intéressantes pour de nombreuses applications.

- Les faibles longueurs d'ondes permettent une miniaturisation de tous les éléments radios permettant ainsi l'intégration de nombreux éléments nécessaires à la réception ou à la transmission sur un même substrat. Les antennes peuvent elles aussi y être intégrées sous forme d'antennes planaires dont les dimensions sont en demi-longueur d'onde. On peut ainsi intégrer plusieurs patches sur de très petites surfaces et former

un réseau de patchs.

- Une forte atténuation du signal due au parcours. Cette atténuation est de $-68dB$ à 1 mètre à 60 GHz d'après la formule de Friis (cf. Eq.2.1) en considérant des antennes de référence isotropiques de gain nul. Ensuite le signal perd $6dB$ à chaque fois que la distance double. La portée est donc réduite.
- Une forte atténuation due à l'absorption des molécules présentes dans l'atmosphère sur certaines bandes du spectre comme le montre la figure de l'annexe B. On observe les plus fortes atténuations à 60 GHz, 120 GHz et 180 GHz. Ceci restreint ces bandes à des applications de courtes portées. Alors que les bandes proches de 30 GHz, 90 GHz, 140 GHz et 230 GHz sont pour des applications de plus longues portées.
- Des largeurs de bandes disponibles de plusieurs gigahertz (cf. figure 2.2) permettent d'atteindre de très hauts débits, de l'ordre du Gbit/s voir de la dizaine de Gbit/s. Ce qui réserve ces fréquences à des usages nécessitant de très large bande passante comme la vidéo haute définition.
- Un phénomène de diffusion beaucoup plus important lors de la rencontre d'un obstacle. En effet, dépendamment de la nature de l'obstacle, une partie de l'énergie est absorbée, une autre est transmise, et le reste est soit réfléchi soit diffusé dépendamment de la rugosité du matériau composant l'obstacle et de la longueur d'onde (cf. figure 2.5). Pour être diffusée, il faut que l'ordre de grandeur des rugosités soit le même que celui de la longueur d'onde λ . Lorsque λ est beaucoup plus grande, l'onde incidente est réfléchi. C'est le phénomène dominant pour les ondes centimétriques et plus. Par conséquent, les ondes millimétriques vont certes créer par diffusion plus de multi-trajets, mais en contrepartie l'énergie de ces multi-trajets est beaucoup plus faible comparée à celle issue des réflexions spéculaires. Ceci est dû au fait que l'énergie des ondes diffusées se répartie sur une demi-sphère alors que l'énergie des ondes réfléchies est concentrée dans une direction (cf. figure 2.5).

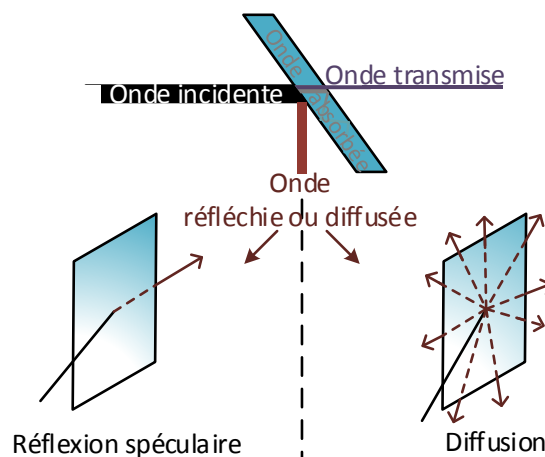


Figure 2.5 Les types de réflexions

Applications Les ondes millimétriques restent aujourd’hui assez peu exploitées par l’industrie mais font l’objet d’intenses recherches dans le domaine des télécommunications . En revanche, elles sont utilisées depuis plusieurs années dans le domaine de la détection et plus récemment de l’imagerie. Elles ont un énorme potentiel de part leurs caractéristiques, mais la contre partie, c’est que la conception et la fabrication de systèmes les utilisant sont complexes.

Les télécommunications en ondes millimétriques Les dernières générations de technologies sans-fil cellulaire LTE⁴ et réseaux locaux WIFI 802.11ac viennent à peine d’être adoptées que l’on parle déjà des futures générations. Les grands acteurs des télécommunications se mènent une guerre technologique pour imposer leurs modèles. Et on peut déjà dire que le spectre des ondes millimétriques sera au cœur de la 5^{ème} génération pour le cellulaire [7] et de la prochaine norme WIFI (802.11ad) [4] .

Ce fort intérêt pour ce domaine du spectre fréquentiel provient de l’ouverture de bandes de plusieurs gigahertz de largeur de bande par la FCC(cf. tableau 2.2).

Tableau 2.2 Tableau des bandes de fréquences autorisées par la FCC

Bandes	Largeur de bande	Sous licence	Restrictions
38.6 - 40.0 GHz	1.4 GHz	oui	
57 - 64 GHz	7 GHz	non	Jusqu’à 1.7km
71 - 76 GHz	5 GHz	oui	
81 - 86 GHz	5 GHz	oui	
92 - 95 GHz	3 GHz	oui	

- La bande 38.6 - 40.0 GHz, sous licence, offre 1.4 GHz de largeur de bande. Elle est adaptée aux communications de moyennes distances (quelques centaines de mètres) de type point à multi-points et est actuellement à l'étude [8][9] pour compléter la norme actuelle en télécommunication mobile (LTE) qui fonctionne à des fréquences de quelques gigahertz avec une largeur de bande de 20 MHz au maximum. Cette évolution permettra de passer de 300Mbit/s pour le LTE à quelques Gbits/s.
- La bande 57 - 64 GHz, sans licence, offre 7 GHz de largeur de bande. Elle est adaptée aux communications courtes portées (une dizaine de mètres). Cette bande sera d'ailleurs utilisée par la prochaine norme WIFI (802.11ad) [4] qui permettra d'atteindre des débits de plusieurs Gbits/s qui étaient jusqu'à présent réservés aux communications filaires. Cette technologie va sans doute révolutionner les applications multimédia qui sont très gourmandes en largeur de bande. Une des applications les plus attendues sera de pouvoir transmettre du contenu vidéo haute résolution sans-fil et ainsi se passer des câbles entre les écrans et les périphériques multimédia.
- Les bandes 71 - 76 GHz, 81 - 86 GHz et 92 - 95 GHz, sous licence, offrent entre 3 et 5 GHz de largeur de bande. Elles sont adaptées aux transmissions très hauts débits de type point à point sur de longues distances (plusieurs kilomètres) [10, 11, 12]. Elles peuvent être très utiles dans les environnements où il est difficile de déployer de la fibre optique. Par exemple pour relier de hauts bâtiments il peut être plus simple et surtout moins onéreux d'utiliser une liaison point à point avec des antennes directives sur les toits plutôt que de faire installer de la fibre dans un environnement urbain.

2.1.3 Les réseaux d'antennes [1, 2]

Définition Un réseau d'antennes est un type d'antenne qui est en réalité composé de plusieurs antennes. Le but étant de faire interférer les antennes entre elles afin d'obtenir la caractéristique souhaitée de l'antenne résultante. Cette technologie permet d'augmenter le gain de l'antenne résultante dans certaines directions.

Propriétés Chaque antenne prise indépendamment rayonne différemment en fonction de l'angle d'émission dans le plan H et dans le plan E. Cette caractéristique intrinsèque de l'antenne se mesure en chambre anéchoïque et permet d'obtenir le diagramme de rayonnement de l'antenne dans les deux plans qui donne l'amplitude et la phase du signal transmis selon la direction d'émission.

Dans le cas des réseaux d'antennes, il y a un couplage entre les antennes dû au réseau d'alimentation. Ce qui a pour conséquence de modifier le diagramme de rayonnement de l'antenne résultante, c'est-à-dire du réseau d'antennes. Le couplage provient du phénomène

d'ondes constructives et destructives qui apparaît suivant certaines directions. Quand les ondes transmises par les différentes antennes se rencontrent on observe suivant l'amplitude et la phase de ces ondes soit un phénomène d'ondes constructives lorsque les différentes ondes sont en phase, soit un phénomène d'ondes destructives lorsque celles-ci sont en opposition de phase. Il en résulte que suivant certaines directions le signal émis sera plus fort et suivants d'autres il sera plus faible. La puissance totale transmise est la même, seulement elle n'est pas répartie uniformément dans toutes les directions comme c'est le cas pour les antennes isotropes.

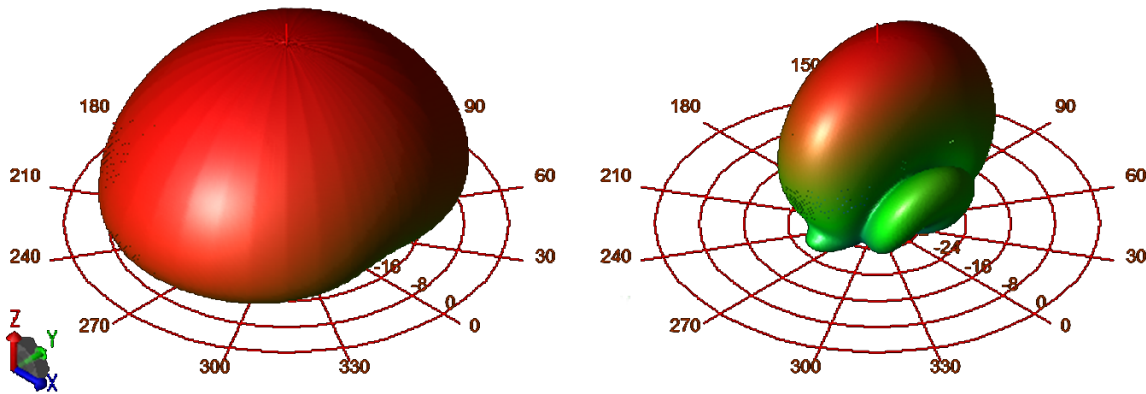


Figure 2.6 Diagramme de rayonnement 3D : à gauche 1 patch ; à droite un réseau de 4 patches

Les réseaux de patches Lorsque l'on utilise des antennes patches (cf. figure 2.7) dans un réseau on parle alors de réseau de patches. Les patches sont des antennes à 2 dimensions qui ont la particularité d'être simples à fabriquer, puisqu'elles sont basées sur les technologies micro rubans qui consistent à imprimer sur un substrat diélectrique des éléments métalliques. Elles se composent donc d'un plan de masse collé au substrat sur lequel sont imprimés les éléments métalliques rayonnants comme on peut le voir sur la figure 2.8. L'élément métallique rayonnant étant couramment une forme simple comme un disque, un rectangle ou un carré dont la longueur est en demi-longueur d'onde.

La propagation des lignes de champs s'effectue à la fois dans l'air et le diélectrique, leur répartition dépend principalement

- De la largeur (W) des lignes métalliques
- Des caractéristiques du substrat : sa constante diélectrique (ϵ_r) et son épaisseur (h)

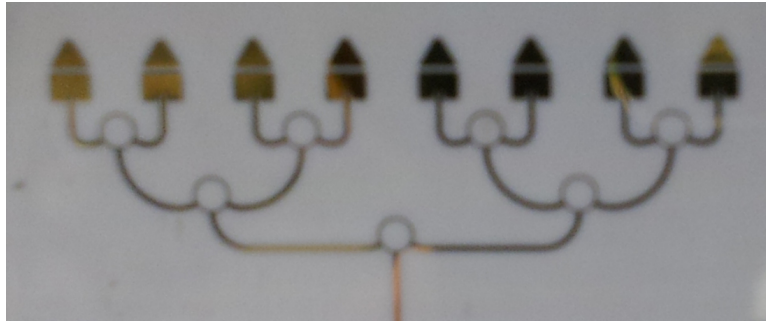


Figure 2.7 Photographie d'un réseau de 8 patches fonctionnant à 60 GHz fabriqué à l'École Polytechnique de Montréal

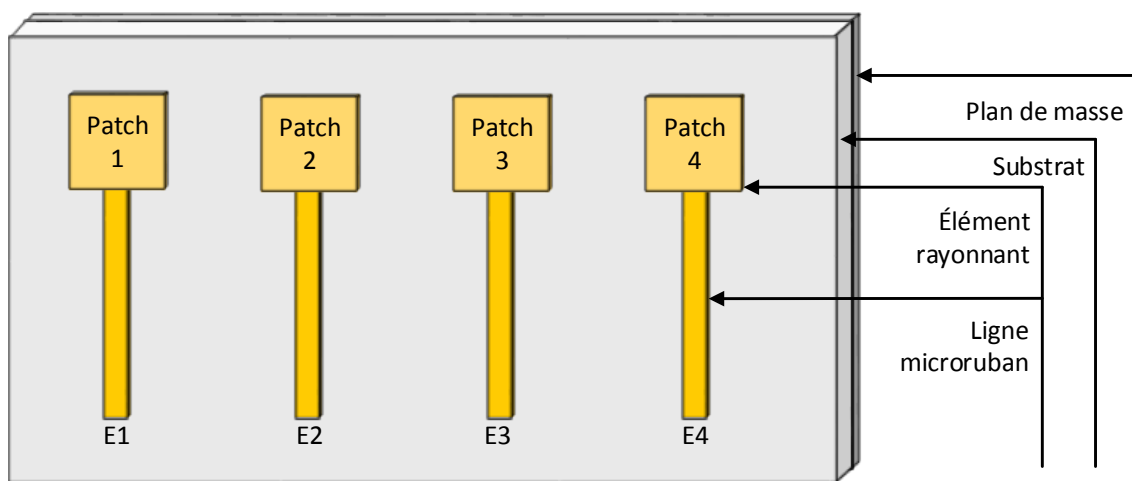


Figure 2.8 Structure d'un réseau de patches

Conception des patches Plus la fréquence utilisée est importante et plus on cherche à minimiser le rayonnement des lignes en espace libre en augmentant la constante diélectrique afin de concentrer l'énergie électromagnétique dans le diélectrique. C'est pour cette raison qu'en onde millimétriques on utilise des substrats comme l'alumine ou la céramique qui ont des constantes diélectriques inférieures à 10 et des épaisseurs de l'ordre de la centaine de μm (cf. [13]). On évite ainsi les pertes dans les lignes microrubans des circuits qui ont un impact plus important à très haute fréquence puisque les puissances deviennent de plus en plus faibles en partie à cause de la difficulté de construire des oscillateurs puissants. En contrepartie on limite la puissance rayonnée des patches, on augmente les pertes par effet Joule, et on limite la bande passante des patches. Par conséquent il est important, de bien choisir le matériau et l'épaisseur du substrat pour obtenir le meilleur compromis pour les éléments rayonnants et non rayonnants.

Avantages et limitations des patchs Voici une énumération non exhaustive des avantages et des limitations des antennes patchs aussi appelées antennes microruban par rapport aux antennes micro-ondes classiques :

Quelques avantages :

- Faible poids
- Encombrement réduit à mesure que la fréquence augmente
- Facilité à faire des réseaux d'antennes à mesure que la fréquence augmente
- Faible coût et production en masse facile
- Intégration du système d'adaptation directement à l'antenne
- Utilisation avec les circuits hybrides et les MMIC⁵ [14]

Quelques limitation :

- Bande passante étroite
- Gain limité
- Ne supporte que de faibles puissances
- Rayonnement sur un demi-plan
- Perte de rayonnement à cause des ondes de surface dans le substrat

2.2 Canaux de transmission

Définition Le canal de transmission représente le milieu dans lequel se propage l'information sous forme d'une onde électromagnétique entre un émetteur (Tx) et un récepteur (Rx). Ce milieu est composé initialement de molécules, celles qui composent l'atmosphère si on travail sur terre ou bien le vide si on travail dans l'espace. Bien sûr, il s'agit là d'un cas simpliste. Viennent ensuite s'ajouter tous les objets qui vont avoir un impact sur la transmission. Chaque objet dépendamment du matériau qui le compose et de sa forme va influencer toutes ondes incidentes le frappant. Le canal de transmission doit prendre en compte tous ces phénomènes qui modifient le signal transmis par l'émetteur jusqu'à ce qu'il arrive au récepteur. Pour concevoir un système de communication, on va chercher à faire des modèles permettant de représenter la réalité le plus fidèlement possible sous forme mathématique.

2.2.1 Modèles déterministes

Les modèles déterministes permettent la connaissance parfaite des paramètres d'atténuation et de retard de tous les trajets d'un canal de communication sans-fil. Ce type de modèle est utilisable dans les environnements pauvres c'est-à-dire lorsqu'il y a très peu de phénomènes de réflexion, diffusion, et diffraction. Lorsque les environnements deviennent trop riches il est

5. Microwave Monolithic Integrated Circuit

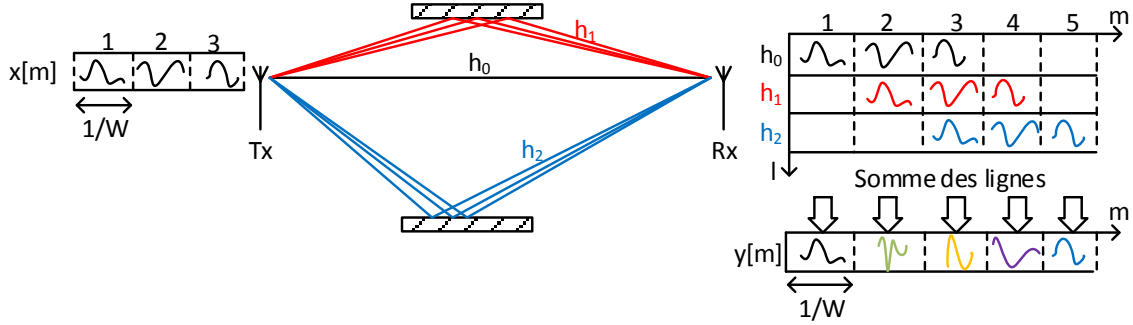


Figure 2.9 canal de transmission multi-trajets

impossible de connaître à chaque instant les paramètres de chaque trajet. On utilise alors des modèles statistiques pour modéliser ces canaux. Dans ce mémoire nous nous intéressons seulement aux canaux déterministes.

Formulation mathématique [1, 2] Pour simplifier la formulation mathématique, on utilise un modèle à entrées sorties. Plus concrètement, considérons la variable $x(t)$ fonction du temps t comme étant le signal transmis par l'émetteur Tx à l'instant t et $y(t)$ comme étant le signal reçu par le récepteur Rx à l'instant t . Le canal est la fonction mathématique nommée communément $h(\tau, t)$ qui permet de passer de $x(t)$ à $y(t)$. Cette fonction h peut elle même dépendre du temps t si le comportement du canal varie dans le temps. On parle alors de canal non stationnaire. Elle va aussi dépendre de τ qui représente le retard dont est affecté le signal lorsqu'il existe en plusieurs exemplaires à cause de multiples réflexions qui vont induire des trajets parcourus plus ou moins longs d'où la notion de retard. La relation mathématique qui lie le signal reçu $y(t)$ avec le signal émis $x(t)$ et le canal de transmission $h(\tau, t)$ est la convolution de $x(t)$ avec $h(\tau, t)$ comme on peut le voir dans l'équation 2.2

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) x(t - \tau) d\tau \quad (2.2)$$

L'équation 2.3 représente la réponse impulsionnelle $h(t, \tau)$ du canal. Elle caractérise le canal comme étant la somme de fonctions de Dirac $\delta(\tau)$ retardées de $\tau_i(t)$ et atténuées de $a_i(t)$ avec i l'index du trajet entre l'émetteur et le récepteur.

$$h(\tau, t) = \sum_i a_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (2.3)$$

La fonction de Dirac est décrite dans l'équation 2.4

$$\delta(\tau) = \begin{cases} 0 & \text{si } \tau \neq 0 \\ 1 & \text{si } \tau = 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

Pour simplifier encore la formulation on passe ensuite l'équation 2.2 dans le domaine discret qui est mieux adapté aux transmissions numériques. L'équation 2.5 en donne la formulation mathématique.

$$y[m] = \sum_l h_l[m] x[m - l] \quad (2.5)$$

l correspond au "tap". On peut considérer un "tap" comme étant un intervalle de temps fixe d'une durée de $1/W$ seconde dans lequel vient s'ajouter les signaux issus de différents trajets ayant un retard compris entre $[\frac{l}{W}, \frac{l+1}{W}]$. m représente le temps échantillonné tel que $t = \frac{m}{W}$. L'équation 2.6 donne l'expression permettant de calculer $h_l[m]$.

$$h_l[m] = \sum_i a_i^b(m/W) \text{sinc}[l - \tau_i(m/W)W] \quad (2.6)$$

a_i^b représente l'atténuation du trajet i en bande de base. Comme le montre l'équation 2.7 il dépend de $a_i(t)$, de la fréquence de la porteuse f_c et du retard τ_i du trajet i .

$$a_i^b(t) = a_i(t) \exp^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} \quad (2.7)$$

Le signal $y[m]$ est la somme des signaux reçus à l'instant m . Il se compose (cf. figure 2.9) :

- Des trajets qui arrivent dans le tap $l = 0$. On retrouve principalement dans ce tap les trajets les plus courts. C'est-à-dire ceux dont le délai ne dépasse pas $\frac{1}{W}$. Ils correspondent au signal envoyé $x[m]$.
- Des trajets qui arrivent dans le tap $l = 1$. On retrouve principalement dans ce tap les trajets ayant un retard compris entre $[\frac{1}{W}, \frac{2}{W}]$ c'est-à-dire 1 symbole de retard. Par conséquent ces trajets correspondent au signal envoyé $x[m - 1]$ qui a été retardé de la durée d'un symbole.
- Des trajets qui arrivent dans les taps suivants. Le nombre de taps dépend du trajet ayant le plus grand retard. L'équation 2.8 donne la formule permettant de connaître le nombre de taps L nécessaire pour modéliser un canal.

$$l \in \llbracket 0, L \rrbracket \text{ avec } L = \left\lceil \max_i \left(\frac{\tau_i}{W} \right) \right\rceil - 1 \quad (2.8)$$

Cas particulier des canaux en ligne de vue (LOS)

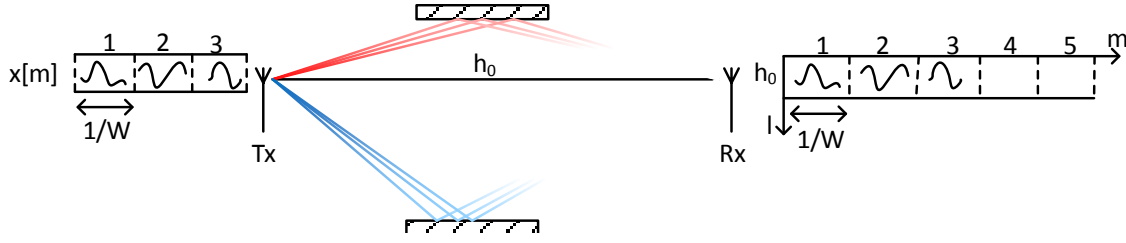


Figure 2.10 canal de transmission en ligne de vue

Définition Un canal en ligne de vue a la particularité d'être dépourvu de multi-trajets comme le montre la figure 2.10. Seul le trajet direct entre l'émetteur et le récepteur existe. En réalité on considère un canal comme étant LOS lorsque le trajet direct est dominant, en d'autres termes, lorsque l'on peut négliger l'effet des multi-trajets indirects. Quantitativement, on peut considérer un canal étant LOS lorsque l'atténuation des multi-trajets est inférieure d'au moins $20dB$ à l'atténuation du trajet direct.

L'équation 2.9 donne la condition pour considérer un canal comme LOS avec $i = 0$ le trajet direct et $i > 0$ les trajets indirects :

$$\forall i > 0 \text{ et } \forall t, 20 \log_{10} \left(\frac{a_0(t)}{a_i(t)} \right) > 20dB \quad (2.9)$$

Formulation mathématique [1, 2] Dans cette situation particulière, où seul un trajet domine et les autres étant négligeables, on peut simplifier le modèle. En effet, puisque les signaux arrivent en un seul exemplaire, il n'y a plus de phénomène d'étalement temporel du signal. Il n'est donc plus nécessaire de considérer le retard qui n'a de sens que lorsqu'il existe plusieurs exemplaires d'un même signal. On va donc reprendre le modèle multi-trajets large bande mais en ne considérant que le tap $l = 0$. Comme il n'y a qu'un seul trajet, i est toujours égal à 0. On évite ainsi l'opération de convolution. En bande passante l'équation 2.2 devient l'équation 2.10.

$$\begin{aligned} y(t) &= h(t)x(t) \text{ avec} \\ h(t) &= a_0(t)\delta(t - \tau_0(t)) \end{aligned} \quad (2.10)$$

En bande de base discrète l'équation 2.5 devient l'équation 2.11.

$$\begin{aligned} y[m] &= h[m]x[m] \text{ avec} \\ h[m] &= a_0^b(m/W)\text{sinc}[\tau_0(m/W)W] \text{ et} \\ a_0^b(t) &= a_0(t) \exp^{-j2\pi f_c \tau_0(t)} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Avec ce type de canal, le traitement du signal reçu est considérablement simplifié puisqu'il n'est plus nécessaire de corriger l'effet des retards dus aux multi-trajets. Seul l'effet du canal h_0 est à corriger. Pour une modulation numérique de type MPSK il suffit de corriger l'erreur de phase causée par le canal.

Capacité du canal

Définition La capacité de Shannon est une notion de théorie de l'information découverte par Claude Shannon. Elle permet de calculer le débit théorique maximum sur un canal bruité donné qui garantit qu'il est possible de trouver un codage permettant d'obtenir une probabilité d'erreur aussi petite qu'on veut. Cette capacité s'exprime en $bit/s/Hz$. On peut résumer en disant qu'il s'agit du débit théorique maximum que peut supporter le canal tout en garantissant que l'information sera récupérable sans erreur.

Formulation mathématique [1, 2] Soit un canal invariant dans le temps avec un bruit additif Gaussien complexe $w \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$ de moyenne nulle et de variance N_0 (cf. figure 2.11). On définit P comme étant la puissance moyenne des symboles. La capacité de Shannon de ce canal est présentée à l'équation 2.12. Elle dépend uniquement du rapport entre la puissance reçue $P|h|^2$ et la densité spectrale de puissance du bruit N_0 . On la nomme C_{SISO} car il s'agit d'un canal avec une seule antenne Tx et une seule antenne Rx. Ce canal peut transmettre au maximum $C_{SISO} \times W$ $bits/s$ dépendamment de la largeur de bande W utilisée pour transmettre l'information.

$$C_{SISO} = \log_2 \left(1 + \frac{P|h|^2}{N_0} \right) [bit/s/Hz] \quad (2.12)$$

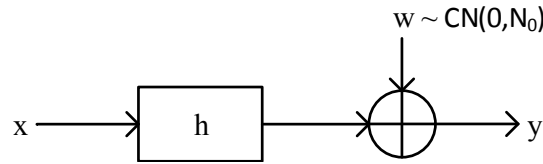


Figure 2.11 Représentation d'un canal avec bruit blanc additif Gaussien sous forme d'un système à entrées sorties

Avantage et limites Voici une liste non exhaustive des avantages et des limites de ce modèle déterministe.

Quelques avantages

- Modélisation de tous les canaux déterministes
- Les effets des multi-trajets sont modélisés
- Les phénomènes d'évanouissement et de masquage sont modélisés
- Offre une bonne fidélité lorsque les paramètres varient peu dans le temps

Quelques limites

- N'est applicable que dans des environnements avec peu de réflexions
- Ne permet pas de modéliser correctement les canaux où les paramètres varient trop rapidement (variation à l'intérieur d'une période symbole $\frac{1}{W}$)
- Complexité croissante lorsque le nombre de trajets augmente et que les délais s'étalent dans le temps

2.3 Traitement du signal

Définition Le traitement du signal en télécommunication intervient en amont de la chaîne RF pour l'émetteur et en aval pour le récepteur. C'est un ensemble d'opérations à appliquer au signal dans le but de pouvoir récupérer correctement l'information transmise. On le trouve généralement à la réception mais peut aussi être utilisé lors de la transmission afin de conditionner les signaux en fonction du canal ainsi que pour faciliter la récupération de l'information à la réception. De nombreuses techniques de traitement du signal existent pour améliorer les performances globales des systèmes de communication. Elles ont longtemps utilisées la seule dimension temporelle, mais celles qui vont être particulièrement étudiées dans ce mémoire sont basées sur l'utilisation d'un système à plusieurs entrées sorties qui permet d'ajouter la dimension spatiale en plus de la dimension temporelle. Concrètement cela revient à utiliser plusieurs antennes à l'émission et à la réception. D'où son nom MIMO pour multiple input and multiple output.

2.3.1 La technologie MIMO

Les premières techniques à utiliser plusieurs antennes ne se faisaient qu'à l'émission ou à la réception. Pour cette raison, on qualifie ces techniques de systèmes SIMO lorsque qu'il y a plusieurs antennes à la réception seulement et MISO lorsqu'il y a seulement plusieurs antennes à l'émission. Ces systèmes sont présentés dans la figure 2.12.

Les premières technologies exploitaient le MISO et le SIMO pour estimer l'angle d'arrivée du signal. On a aussi utilisé ces deux systèmes pour augmenter la diversité du signal. Cette

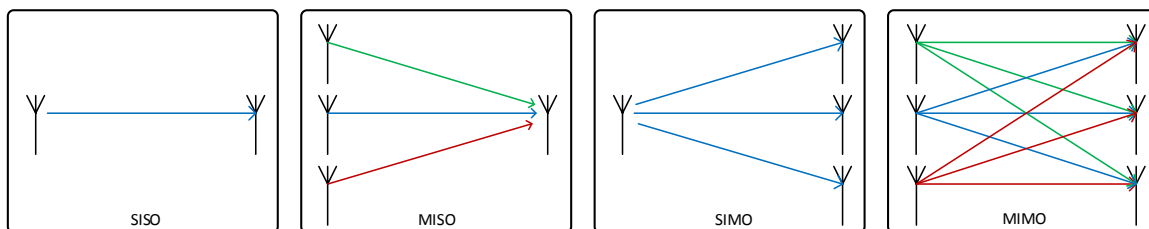


Figure 2.12 Représentation schématique des différents systèmes utilisant plusieurs antennes

technique consiste à récupérer le même signal mais issu de différents canaux indépendants. On peut alors reconstruire l'information transmise même si certains canaux sont mauvais. Ce n'est que plus tard qu'on a commencé à s'intéresser aux systèmes MIMO, avec la publication en 1999 d'un article [15] de I. Emre Telatar décrivant la capacité des systèmes MIMO dans un canal Gaussien, pour augmenter la capacité des systèmes sans-fil qui était jusqu'à ce moment limitée par la largeur de bande du canal. Très rapidement après cette publication sont apparus les premiers systèmes de communication commerciaux utilisant cette technologie. C'est l'arrivée de la norme WIFI 802.11n au début des années 2000 qui va être le coup d'envoi de l'utilisation à grande échelle de cette technologie dans les systèmes de communications numériques. Depuis, cette technologie a été reprise dans la nouvelle norme WIFI 802.11ac ainsi que dans la dernière génération de technologie de téléphonie mobile appelée LTE.

Définition En télécommunications le MIMO permet d'utiliser à la fois la dimension temporelle et la dimension spatiale. Cette nouvelle dimension permet de recevoir les signaux en plusieurs exemplaires puisque chaque antenne de réception va recevoir le signal émis par chaque antenne d'émission mais à travers des canaux différents. L'intérêt de ces copies est qu'elles proviennent de canaux spatialement différents que l'on peut considérer comme indépendants sous certaines conditions, comme la distance de séparation des antennes qui joue un rôle important. Du point de vue mathématique cela signifie que ces canaux ne sont pas corrélés entre eux.

Le signal provenant de l'émetteur est plus ou moins déformé par l'effet des canaux. Il est alors pertinent d'utiliser ces différents exemplaires pour reconstruire le signal grâce à différentes méthodes dont le but est de combiner les différents exemplaires de manière à maximiser le SNR qui est responsable de l'augmentation de la capacité. Une présentation de quelques unes de ces méthodes de traitement du signal MIMO est donnée dans une prochaine partie.

Formulation mathématique d'un canal MIMO déterministe [1, 2, 16] Comme pour les canaux déterministes SISO, on a besoin de connaître les différents trajets qui sont caractérisés par leur atténuation et leur retard. Seulement au lieu de faire cela pour un seul couple (antenne Rx, antenne Tx), il va falloir le faire pour toutes les combinaisons de couple d'antenne Rx et Tx. Pour simplifier la représentation de l'ensemble de ces couples, les canaux MIMO (cf. figure 2.13) sont représentés par une matrice souvent appelée H (de dimensions $n \times m$), où les lignes représentent les antennes de réception et les colonnes les antennes d'émission. Par conséquent le canal entre la $i^{\text{ème}}$ antenne de réception (Rx_i) et la $j^{\text{ème}}$ antenne de transmission (Tx_j) est représenté par la variable h_{ij} qui se trouve à la $i^{\text{ème}}$ ligne et $j^{\text{ème}}$ colonne de la matrice H comme présenté dans l'équation 2.13. Les signaux à transmettre via les antennes Tx_j sont donnés dans le vecteur \mathbf{x} et les signaux reçus par les antennes Rx_i dans le vecteur \mathbf{y} . La relation liant \mathbf{y} et \mathbf{x} est présentée à l'équation 2.14.

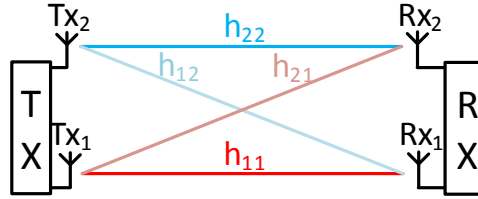


Figure 2.13 Représentation schématique d'un canal MIMO (2×2)

$$H_{[n \times m]} = \begin{bmatrix} h_{(1,1)} & \cdots & h_{(1,m)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{(n,1)} & \cdots & h_{(n,m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,m} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n,1} & \cdots & h_{n,m} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\mathbf{y}_{[n \times 1]} = H_{[n \times m]} \mathbf{x}_{[m \times 1]} \quad (2.14)$$

Canal à large bande Pour un canal déterministe à large bande, caractérisé par des multi-trajets impliquant un étalement du retard supérieur au temps symbole ($\frac{1}{W}$), on utilise la formulation mathématique de l'équation 2.15. l représente le tap, m le temps échantillonné et h_l se trouve à l'équation 2.6

$$H_l[m] = \begin{bmatrix} h_{l(1,1)}[m] & \cdots & h_{l(1,m)}[m] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{l(n,1)}[m] & \cdots & h_{l(n,m)}[m] \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Canal à bande étroite Lorsque le canal est à bande étroite (étalement du retard inférieur à $\frac{1}{W}$), la formulation mathématique du canal MIMO se simplifie comme présenté dans l'équation 2.16. h se trouve à l'équation 2.11. Comme il n'y a plus qu'un seul tap pour $l = 0$, l'indice l devient inutile. À noter que pour un canal invariant dans le temps, l'indice m devient aussi inutile.

$$H[m] = \begin{bmatrix} h_{1,1}[m] & \cdots & h_{1,m}[m] \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n,1}[m] & \cdots & h_{n,m}[m] \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

2.3.2 Méthode de traitement du signal MIMO

Le traitement du signal en MIMO est nécessaire pour pouvoir résoudre correctement les différents trajets possibles entre les différentes antennes. On se sert à cette fin de la dimension spatiale qui permet l'utilisation d'antennes multiples. En effet, l'utilisation de plusieurs antennes permet d'une part de transmettre différents signaux et d'autre part de recevoir ces signaux en plusieurs exemplaires issus des différentes antennes de réception. L'emplacement spatial des antennes est responsable de la corrélation entre les canaux qu'on souhaite le moins corrélés possible afin d'obtenir de l'information supplémentaire pour récupérer les symboles transmis.

Toutes les méthodes de traitement des signaux sont basées sur la connaissance des différents canaux. Il faut dès lors différencier deux grandes catégories de méthode de traitement des signaux. Celles où les canaux sont connus à l'émetteur comme au récepteur, et celles où seul le récepteur en a connaissance. Si ni le récepteur ni l'émetteur n'ont connaissance du canal, il devient alors impossible de récupérer correctement les signaux transmis à cause du fait que pour chaque signal tous les autres sont des interférents.

SVD La décomposition en valeurs singulières est une technique de traitement du signal qui ne peut être utilisée que si le canal est connu à l'émetteur ainsi qu'au récepteur. Elle consiste à faire un travail conjoint à l'émetteur et au récepteur de projection des signaux dans les directions des vecteurs propres du canal. Autrement dit cela revient à diagonaliser la matrice du canal de manière à ce que les canaux de transmission soient orthogonaux entre eux. Par conséquent, chaque canal devient indépendant vis-à-vis des autres, et il devient alors possible de résoudre sans difficulté les signaux transmis via ces canaux.

Formulation mathématique [1, 2, 16] Toute matrice H peut s'écrire par décomposition SVD sous forme de 3 matrices dont une diagonale (si H est inversible) comme montré dans l'équation 2.17.

$$H = U\Lambda V^* = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_1 & \cdots & \mathbf{u}_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{1,1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_{1,2} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \lambda_{\min(n,m)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1^* \\ \vdots \\ \mathbf{v}_n^* \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

avec $U \in \mathbb{C}^{m \times m}$, $V \in \mathbb{C}^{n \times n}$ et $\Lambda \in \mathbb{R}^{n \times m}$

où :

- V^* et U sont les matrices unitaires de pré et post traitement permettant d'effectuer le changement de base grâce aux vecteurs propres \mathbf{u}_j et \mathbf{v}_i .
- U^* et V^* sont respectivement les matrices adjointes de U et V tel que $U^*U = UU^* = I_m$ et $V^*V = VV^* = I_n$ avec I_i la matrice identité de taille i .
- Les vecteurs propres \mathbf{v}_i permettent de passer de l'ancienne base \mathcal{B}_{orig} à la nouvelle base orthogonale \mathcal{B}_{ortho} . Les vecteurs propres \mathbf{u}_j font l'opération inverse.
- Λ est la nouvelle matrice du canal qui est désormais diagonale si H est inversible ($\det(H) \neq 0$).
- Les termes diagonaux λ_i avec $i \in [1, \min(n, m)]$ sont des réels positifs classés en ordre croissant et λ_i^2 représente la puissance de chaque canal. Par conséquent, la qualité des canaux est classée du meilleur au pire.

Le nombre de canaux orthogonaux est égal au nombre de termes diagonaux non nuls. Ce nombre ne peut pas dépasser $\min(n, m)$.

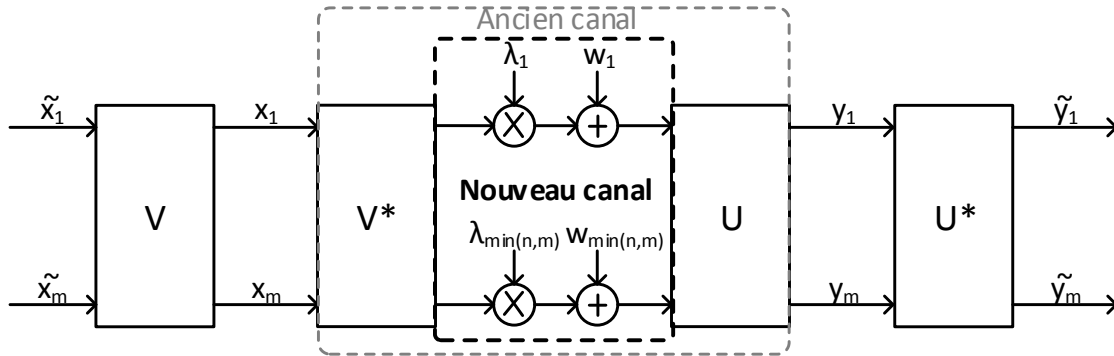


Figure 2.14 Système MIMO avec SVD

Utilisation Un système MIMO utilisant la méthode SVD est présenté à la figure 2.14. Il s'agit de faire en sorte que le nouveau canal soit la matrice diagonale Λ . D'après l'équation 2.17 on peut réécrire l'équation 2.14 pour obtenir l'équation 2.18

$$\mathbf{y} = H\mathbf{x} = U\Lambda V^*\mathbf{x} \quad (2.18)$$

Pour obtenir des canaux orthogonaux on projette les symboles à transmettre dans la direction des vecteurs propres de V . On peut alors réécrire le vecteur \mathbf{x} comme étant la projection du vecteur $\tilde{\mathbf{x}}$ dans la direction des vecteurs propres de V . $\tilde{\mathbf{x}}$ est donc le signal à transmettre dans la base orthogonale \mathcal{B}_{ortho} et \mathbf{x} correspond au même signal mais dans la base des antennes \mathcal{B}_{orig} .

De même, on définit $\tilde{\mathbf{y}}$ comme étant le signal reçu dans la base orthogonale \mathcal{B}_{ortho} . Il est obtenu en projetant le signal reçu \mathbf{y} dans la base \mathcal{B}_{orig} suivant la direction des vecteurs de la base \mathcal{B}_{ortho} (multiplication par U^*). L'équation 2.19 donne l'expression mathématique de ces changements de base.

Le premier changement de base représente le pré-traitement à effectuer à l'émetteur avant d'envoyer les signaux de la nouvelle base alors que le second changement de base représente le post-traitement à effectuer au récepteur afin de récupérer le signal reçu dans la base orthogonale.

$$\mathbf{x} = V\tilde{\mathbf{x}} \text{ et } \tilde{\mathbf{y}} = U^*\mathbf{y} \quad (2.19)$$

$$\text{avec } \mathbf{x} \text{ et } \mathbf{y} \in \mathcal{B}_{orig}$$

$$\text{et } \tilde{\mathbf{x}} \text{ et } \tilde{\mathbf{y}} \in \mathcal{B}_{ortho}$$

En intégrant les changements de base de l'équation 2.19 dans l'équation 2.18 on obtient l'équation 2.20 qui montre que le signal reçu $\tilde{\mathbf{y}}$ dans la base \mathcal{B}_{ortho} est bien issu du signal $\tilde{\mathbf{x}}$ dans la base \mathcal{B}_{ortho} à travers le canal MIMO diagonal Λ .

$$\tilde{\mathbf{y}} = U^*U\Lambda V^*V\tilde{\mathbf{x}} = \Lambda\tilde{\mathbf{x}} \quad (2.20)$$

Capacité La capacité d'un tel système est donnée à l'équation 2.21.

$$C = \sum_i^{\min(n,m)} \log_2 \left(1 + \frac{P_i^* \lambda_i^2}{N_0} \right) \quad (2.21)$$

Elle dépend des valeurs de λ_i^2 qui correspondent à la puissance des différents canaux orthogonaux, ainsi que de la puissance P_i^* des signaux transmis dans ces canaux. Le rang de la matrice λ qui correspond aussi au nombre de valeurs λ_i non nulles, va déterminer le nombre

de signaux indépendants (ou degrés de liberté) qui peuvent être transmis en même temps. La puissance totale P des systèmes étant limitée, il faut adopter une stratégie d'attribution de la puissance des différents signaux à envoyer permettant de maximiser la capacité. D'après [1] la capacité est maximale lorsque la puissance disponible est répartie selon la technique du "waterfiling" qui permet de donner la priorité aux canaux de meilleur qualité. L'expression mathématique donnant la puissance optimale P_i^* est donnée à l'équation 2.22.

Le principe consiste à remplir des cuves plus ou moins profondes jusqu'à un certain niveau défini par μ déterminé par P la puissance totale de transmission permise dans le système. La profondeur des cuves est proportionnelle à $\frac{N_0}{\lambda_i^2}$. Plus le canal est bon (λ_i^2 grand) et plus la cuve est profonde, elle contient donc plus d'eau et donc par analogie la puissance P_i^* du signal à envoyer dans ce canal est plus importante (cf. figure 2.15).

$$P_i^* = \left(\mu - \frac{N_0}{\lambda_i^2} \right) \text{ tel que } \sum_i^{\min(n,m)} P_i^* = P \quad (2.22)$$

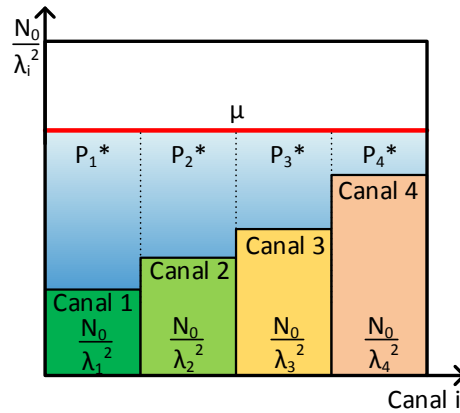


Figure 2.15 Allocation de puissance optimale selon la technique du "waterfiling"

ZF Le ZF est une méthode de traitement en réception qui intervient lorsque le canal n'est pas connu au transmetteur, mais que celui-ci est parfaitement connu au récepteur. Ce qui n'est possible que si le canal ne varie pas trop rapidement au cours du temps. Autrement dit, lorsque le canal est à évanouissement lent. Les canaux déterministes sont aussi adaptés à cette méthode.

Formulation mathématique [1, 2, 16] La méconnaissance du canal au transmetteur implique qu'il est impossible d'aligner correctement les signaux à transmettre de manière à

ce qu'ils soient transmis sur des canaux orthogonaux. Il en résulte que les signaux reçus sont composés d'une combinaison linéaire des différents signaux transmis (équation 2.23) où les vecteurs colonnes \mathbf{h}_i représentent la $i^{\text{ème}}$ colonne de H (équation 2.24)

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1}x_1 + h_{1,2}x_2 + \cdots + h_{1,m}x_m \\ \vdots \\ h_{n,1}x_1 + h_{n,2}x_2 + \cdots + h_{n,m}x_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1x_1 + \mathbf{h}_2x_2 + \cdots + \mathbf{h}_mx_m \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\text{avec } [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \dots \ \mathbf{h}_m] = H \quad (2.24)$$

Pour obtenir le signal émis par l'antenne Tx_k , on peut représenter le signal reçu comme étant la somme du signal d'intérêt x_k , des interférences provenant des signaux émis par les autres antennes x_i (pour $i \neq k$) et du bruit \mathbf{w} comme le montre l'équation 2.25

$$\mathbf{y} = \underbrace{\mathbf{h}_k x_k}_{\text{signal d'intérêt}} + \underbrace{\sum_{i \neq k} \mathbf{h}_i x_i}_{\text{interférences}} + \underbrace{\mathbf{w}}_{\text{bruit}} = \mathbf{h}_k x_k + \tilde{\mathbf{w}} \quad (2.25)$$

Pour recevoir correctement les différents signaux émis x_k il faut supprimer tous les autres signaux interférents (x_i pour $i \neq k$).

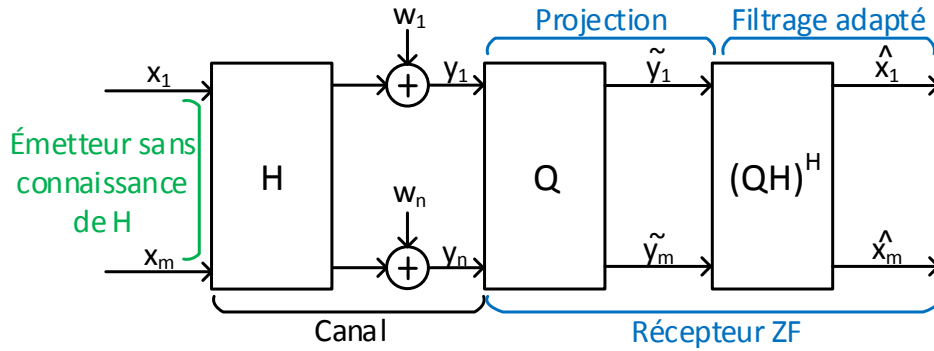


Figure 2.16 Système MIMO avec récepteur ZF

Utilisation La méthode ZF consiste à projeter les signaux reçus dans des directions orthogonales aux signaux interférents pour annuler au mieux leurs effets. S'en suit un réalignement du signal d'intérêt afin de corriger sa phase et son amplitude.

C'est une méthode itérative qui doit être répétée pour tous les signaux transmis. Par conséquent, lorsque l'on souhaite récupérer tous les signaux transmis il faut pour chacun d'entre

eux annuler les interférences provoquées par les autres signaux transmis. Autrement dit il faut projeter le signal reçu \mathbf{y} selon une direction orthogonale à tous les signaux interférents mais non orthogonale au signal d'intérêt. On utilise pour cela la matrice Q dont les lignes correspondent aux vecteurs lignes \mathbf{Q}_i avec i l'index de la ligne de Q (voir équation 2.26).

$$Q_{[m \times n]} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{Q}_m \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Pour correctement annuler les interférences ces vecteurs doivent respecter les propriétés d'orthogonalité présentées à l'équation 2.27. L'existence d'une matrice Q répondant à ces exigences dépend du rang de la matrice H et du nombre d'antenne Tx. S'il n'existe pas de matrice Q répondant à ces exigences, les interférences ne peuvent pas complètement être annulées.

$$\exists Q \mid \forall i \neq j \quad \mathbf{Q}_i \mathbf{h}_j = 0 \Leftrightarrow \text{rang}(H) \geq m \quad (2.27)$$

On peut alors projeter le signal reçu \mathbf{y} (équation 2.25) selon les directions des vecteurs \mathbf{Q}_k . On obtient alors \tilde{y}_k .

$$\tilde{y}_k = \mathbf{Q}_k \mathbf{h}_k x_k + \sum_{i \neq k} \mathbf{Q}_k \mathbf{h}_i x_i + \mathbf{Q}_k \mathbf{w} \quad (2.28)$$

Enfin l'estimation \hat{x}_k de x_k est calculée en ré-alignant le signal d'intérêt grâce au conjugué du produit scalaire de $\mathbf{Q}_k \mathbf{h}_k$ noté $(\mathbf{Q}_k \mathbf{h}_k)^*$

$$\hat{x}_k = (\mathbf{Q}_k \mathbf{h}_k)^* \mathbf{Q}_k \mathbf{h}_k x_k + \sum_{i \neq k} (\mathbf{Q}_k \mathbf{h}_k)^* \mathbf{Q}_k \mathbf{h}_i x_i + (\mathbf{Q}_k \mathbf{h}_k)^* \tilde{w} \quad (2.29)$$

Si l'équation 2.27 est vérifiée ($\text{rang}(H) \geq m$) les interférences disparaissent. L'équation 2.28 devient 2.30 et 2.29 devient 2.31.

$$\tilde{y}_k = \mathbf{Q}_k \mathbf{h}_k x_k + \tilde{w} \text{ avec } \tilde{w} = \mathbf{Q}_k \mathbf{w} \quad (2.30)$$

$$\hat{x}_k = (\mathbf{Q}_k \mathbf{h}_k)^* \mathbf{Q}_k \mathbf{h}_k x_k + (\mathbf{Q}_k \mathbf{h}_k)^* \tilde{w} \quad (2.31)$$

L'annulation conjointe des interférences ainsi que le ré-alignement des signaux d'intérêt peut être généralisés en une seule multiplication matricielle si l'équation 2.27 est vérifiée pour tous les i, j et que l'on choisit $Q = H^\dagger$ la pseudo matrice inverse de H dont l'expression mathématique est donnée à l'équation 2.32. Celle-ci existe tant que l'inverse $(H^H H)^{-1}$ existe

c'est-à-dire si $\text{rang}(H) \geq m$.

$$H_{[m \times n]}^\dagger = (H^H H)^{-1} H^H \quad (2.32)$$

On peut démontrer que les équations 2.31 pour chaque k peuvent être regroupées et se simplifient alors en une simple opération matricielle faisant intervenir la matrice pseudo-inverse H^\dagger comme le montre l'équation 2.33.

$$\hat{\mathbf{x}} = H^\dagger \mathbf{y} = H^\dagger H \mathbf{x} + H^\dagger \mathbf{w} = \mathbf{x} + H^\dagger \mathbf{w} \quad (2.33)$$

Capacité La formulation générale de la capacité avec la méthode ZF est donnée à l'équation 2.34

$$C_{ZF} = \sum_{k=1}^m E \left[\log_2 \left(1 + \frac{P_k \|\mathbf{Q}_k \mathbf{h}_k\|}{N_0 + \sum_{i \neq k} P_i \|\mathbf{Q}_k \mathbf{h}_i\|} \right) \right] \quad (2.34)$$

Si l'équation 2.27 est vérifiée ($\text{rang}(H) \geq m$) la puissance des signaux interférents ne vient plus détériorer la capacité qui devient (équation 2.35) :

$$C_{ZF} = \sum_{k=1}^m E \left[\log_2 \left(1 + \frac{P_k \|\mathbf{Q}_k \mathbf{h}_k\|}{N_0} \right) \right] \quad (2.35)$$

Lorsque la puissance d'émission est également répartie entre les antennes ($\forall k P_k = \frac{P}{m}$) et que le $SNR = \frac{P}{N_0}$ est grand on obtient alors l'équation 2.36

$$C_{ZF} \approx m \log_2 \left(\frac{SNR}{m} \right) + \sum_{k=1}^m E [\log_2 (\|\mathbf{Q}_k \mathbf{h}_k\|)] \quad (2.36)$$

On observe un degré de liberté de m qui permet à haut SNR de multiplier la capacité par le nombre d'antennes d'émission m .

Avantages et limites de la méthode ZF

- À fort SNR on approche la capacité théorique maximale d'un canal MIMO
- Méthode simple qui ne fait intervenir qu'une multiplication matricielle et le calcul de la matrice H^\dagger
- À faible SNR le système n'est pas optimal, on est loin de la capacité théorique maximale d'un canal MIMO.

LMMSE La méthode LMMSE est une amélioration de la méthode ZF. C'est un filtre linéaire qui permet de maximiser le SINR⁶ quelque soit le SNR et pas seulement à fort SNR

6. Signal to Interference plus Noise Ratio

comme c'est le cas avec la méthode ZF.

Hypothèses On considère le modèle linéaire d'un canal MIMO avec bruit blanc additif Gaussien $\mathbf{y} = H\mathbf{x} + \mathbf{w}$ tel que :

- La moyenne du signal transmis et du bruit soient nulles. $E[\mathbf{x}] = E[\mathbf{w}] = 0$
- La variance du signal transmis soit strictement positive. $E[\mathbf{x}\mathbf{x}^*] = R_x > 0$
- La variance du bruit soit strictement positive. $E[\mathbf{w}\mathbf{w}^*] = R_w > 0$
- La covariance du signal transmis et du bruit soient nulles. $E[\mathbf{x}\mathbf{w}^*] = R_{xw} = 0$

Formulation mathématique [1, 2, 16] La méthode LMMSE consiste à minimiser l'erreur moyenne quadratique entre les signaux transmis \mathbf{x} et leur estimation $\hat{\mathbf{x}}$. Pour ce faire on définit $\hat{\mathbf{x}}$ tel que présenté à l'équation 2.37

$$\hat{\mathbf{x}} = K\mathbf{y} \quad (2.37)$$

où K est la matrice de dimension $m \times n$ solution de l'équation 2.38 permettant de minimiser l'erreur quadratique moyenne $E[\tilde{\mathbf{x}}\tilde{\mathbf{x}}^*]$ sachant que $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$ représente l'erreur.

$$E[\tilde{\mathbf{x}}\mathbf{y}^*] = E[(\mathbf{x} - K\mathbf{y})\mathbf{y}^*] = R_{xy} - KR_y = 0 \quad (2.38)$$

La solution K est présentée à l'équation 2.39

$$K = R_{xy}R_y^{-1} \text{ avec} \quad (2.39)$$

$$R_{xy} = E[\mathbf{x}\mathbf{y}^*] = E[\mathbf{x}(H\mathbf{x} + \mathbf{w})^*] = R_x H^*$$

$$R_y = E[\mathbf{y}\mathbf{y}^*] = E[(H\mathbf{x} + \mathbf{w})(H\mathbf{x} + \mathbf{w})^*] = HR_x H^* + R_w$$

R_x représente la puissance des signaux transmis (équation 2.40), R_y la puissance du bruit (équation 2.41) et I la matrice identité

$$R_x = [P_1 \dots P_m]I \quad (2.40)$$

$$R_w = N_0 I \quad (2.41)$$

L'estimateur de l'équation 2.37 peut alors s'écrire (équation 2.42) :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}} &= R_x H^* [H R_x H^* + R_w]^{-1} \mathbf{y} \\ &= [R_x^{-1} + H^* R_w^{-1} H]^{-1} H^* R_w^{-1} \mathbf{y} \end{aligned} \quad (2.42)$$

et l'erreur quadratique moyenne minimale est (équation 2.43) :

$$\min E [\tilde{\mathbf{x}}\tilde{\mathbf{x}}^*] = [R_x^{-1} + H^* R_w^{-1} H]^{-1} \quad (2.43)$$

Si la puissance d'émission est également répartie entre les antennes et $R_x = \frac{P}{m}I$, l'équation 2.42 devient alors (équation 2.44) :

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}} &= \left(H^* H + \frac{mN_0}{P} I \right)^{-1} H^* \mathbf{y} \\ &= \left(H^* H + \frac{m}{SNR} I \right)^{-1} H^* \mathbf{y} \end{aligned} \quad (2.44)$$

À fort SNR on retrouve le résultat de la méthode ZF (équation 2.33).

Capacité La formulation générale de la capacité avec la méthode LMMSE est donnée à l'équation 2.45

$$C = \sum_{k=1}^m E [\log_2(1 + \mathbf{h}_k^* \mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{w}}_k}^{-1} \mathbf{h}_k)] \quad (2.45)$$

$K_{\tilde{\mathbf{w}}_k}$ est la matrice de covariance des interférences et du bruit notés $\tilde{\mathbf{w}}$ (équation 2.25) lorsque le signal d'intérêt est celui de l'antenne Tx_k .

$$K_{\tilde{\mathbf{w}}_k} = N_0 I + \sum_{i \neq k} P_i \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^* \quad (2.46)$$

Avantages et limites

- À faible SNR on atteint la capacité théorique maximale du canal MIMO contrairement à la méthode ZF
- Méthode simple qui ne fait intervenir qu'une multiplication matricielle ainsi que la connaissance de la matrice H et des statistiques du deuxième moment des variables aléatoires.
- À fort SNR on approche la capacité théorique maximale du canal MIMO.

2.3.3 Le MIMO en ondes millimétriques

L'utilisation de systèmes MIMO en ondes millimétriques est différente à bien des égards de ce qui se fait à des fréquences moindres. Plusieurs éléments sont en cause. À commencer par les caractéristiques des canaux en ondes millimétriques qui sont dominés par le trajet en LOS avec soit aucun [17], soit seulement quelques multi-trajets de premier ordre, c'est-à-dire n'ayant subi qu'une seule réflexion [18, 17, 19]. Cette différence implique qu'on a à faire à des canaux déterministes d'une part. D'autre part, le fait que les canaux soit très pauvres en multi trajets à plusieurs conséquences. À savoir :

Faible diversité En effet, pour profiter d'une grande diversité spatiale il faut que de nombreux multi trajets arrivent dans toutes les directions angulaires aux récepteurs afin de pouvoir être résolus indépendamment. Il est donc préférable d'émettre et de recevoir dans la direction du trajet LOS afin de profiter du gain des antennes dans cette direction. En revanche cette caractéristique tend à simplifier le multiplexage spatial lorsque des antennes directives sont utilisées et que les antennes sont suffisamment espacées pour ne recevoir que les signaux transmis par une seule antenne Tx. Dans ce cas on obtient des canaux qui tendent naturellement à être orthogonaux.

Faible étalement temporel L'étalement temporel dépend de la différence de délai entre le trajet le plus court et les autres. Comme le nombre de multi trajets est très faible et que la puissance diminue beaucoup à chaque réflexion, l'étalement temporel est naturellement très limité surtout lorsque les antennes sont très directives. On peut alors utiliser un modèle de canal à bande étroite qui ne prend en considération qu'un seul tap. Cette caractéristique limite l'interférence entre symboles au niveau temporel, mais pas celle au niveau spatial entre les antennes.

État de l'art des techniques utilisées Les faibles puissances d'émission additionnées aux fortes pertes de parcours et à la forte absorption due aux molécules présentes dans l'atmosphère conduisent à l'utilisation d'antennes directrices à fort gain pour limiter l'effet des pertes et concentrer la puissance dans la direction du trajet LOS. Les réseaux d'antennes patches sont très utilisés à ces fréquences du fait de la faible longueur d'onde qui permet de les intégrer sur un seul et même circuit grâce à la technologie MMIC [14] par exemple. Le traitement du signal MIMO nécessaire pour obtenir un gain de degrés de liberté et donc de capacité doit permettre de récupérer correctement les signaux issus du multiplexage spatial à l'émission.

Techniques numériques Certains [17, 18] essaient de faire du waterfilling après avoir utilisé la méthode SVD qui nécessite un DSP à l'émission comme à la réception pour pouvoir transmettre sur des canaux orthogonaux, et répartir la puissance selon la qualité des canaux. Mais les convertisseurs analogique-numérique ne permettent pas d'obtenir à la fois une fréquence d'échantillonnage suffisante et une quantification assez précise pour effectuer correctement le traitement numérique [20]. C'est pourquoi d'autres techniques numériques nécessitant moins de ressources ont été testées.

On note l'utilisation d'un système avec orientation du faisceau à l'émission et réception LMMSE pour annuler les interférents [17]. Cette technique consiste à ne faire aucun conditionnement des signaux à l'émission. Ce qui évite d'avoir à connaître le canal à l'émetteur. Les signaux sont en revanche envoyés que dans une seule direction grâce à un réseau d'antennes. On considère que les réseaux à l'émission et à la réception sont alignés ainsi que leur faisceau, un récepteur LMMSE fait alors l'annulation d'interférences pour récupérer les signaux issus de chaque antenne Tx.

Ces techniques ne permettent ni de résoudre les problèmes de mauvais conditionnement de la matrice H , ni ceux liés aux matrices H non inversibles qui sont intrinsèquement liées au canal physique.

Techniques relatives aux paramètres matériels Les techniques basées sur les paramètres matériels ont pour but d'obtenir un canal physique H diagonal sans avoir à utiliser de technique numérique. Certaines techniques [21, 22] consistent à séparer les antennes à l'émission et à la réception d'une distance D de manière à ce qu'elle satisfasse le critère de Rayleigh (équation 2.47). Avec R la distance émetteur récepteur et N le nombre d'antennes Tx.

$$D = \sqrt{\frac{R\lambda}{N}} \quad (2.47)$$

De cette manière en transmettant 2 signaux indépendants modulés en BPSK (1 seule dimension), chaque antenne de réception reçoit le signal de l'antenne d'émission qui lui fait face en phase ainsi que le signal de l'autre antenne mais en quadrature de phase comme le montre la figure 2.17. De cette manière les deux signaux sont reçus par les deux antennes de réception mais restent orthogonaux grâce au déphasage de $\frac{\pi}{2}$ causé par les canaux croisés de la matrice H (équation 2.48). Il suffit alors de combiner chaque signal reçu avec la version déphasée de $\frac{\pi}{2}$ de l'autre signal pour annuler le signal interférent et combiner les 2 signaux d'intérêt qui sont alors en phase.

$$H = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{\pi}{2}} \\ e^{j\frac{\pi}{2}} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

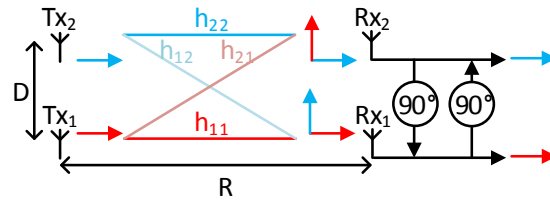


Figure 2.17 Système MIMO 2×2 avec modulation BPSK et critère de Rayleigh

Cette méthode permet à la fois d'avoir un gain de diversité et un gain de degrés de liberté. Mais en contrepartie les symboles transmis ne peuvent utiliser qu'une seule dimension, l'autre étant utilisée pour garantir l'orthogonalité des signaux reçus. D'autre part, cette méthode est très sensible à la distance de séparation D des antennes Tx et Rx. Si D s'écarte du critère de Rayleigh l'orthogonalité des signaux à la réception est perdue. Il devient alors difficile de récupérer correctement les signaux transmis.

D'autres méthodes moins contraignantes [19] tentent d'annuler les termes non diagonaux de la matrice H en jouant sur la configuration des réseaux d'antennes qui permet de modifier les faisceaux et leur direction de manière à minimiser l'impact des canaux croisés et à maximiser la puissance dans les canaux parallèles. Ces méthodes ont l'avantage d'être beaucoup moins dépendantes du type de modulation et d'être moins sensibles aux variations des paramètres.

Avantages et limites Un résumé des avantages et des limites des techniques utilisées pour faire du MIMO à 60 GHz

SVD avec "waterfilling" .

- Optimale lorsque la matrice H est inversible et bien conditionnée
- Sensible à la bonne connaissance de H à l'émetteur et au récepteur
- Nécessite des capacités de calcul importantes à l'émetteur comme au récepteur
- Nécessite des convertisseurs analogique-numérique rapides et précis pour répondre aux débits que permettent les largeurs de bande de plusieurs GHz
- Ne permet pas d'agir sur le mauvais conditionnement de H

LMMSE au récepteur

- Offre une bonne alternative à la méthode SVD lorsque la matrice H est inversible.
- Sensible à la bonne connaissance de H au récepteur seulement.
- Nécessite des capacités de calcul et des convertisseurs analogique-numérique moins performants qu'avec la méthode SVD et seulement au récepteur
- Ne permet pas d'agir sur le mauvais conditionnement de H

Critère de Rayleigh

- Permet d'annuler les interférents en garantissant l'orthogonalité des signaux à la réception
- Très sensible aux variations de la distance de séparation D qui dépend de la distance émetteur récepteur.
- Ne peut être utilisée qu'avec des modulations utilisant qu'une seule dimension comme BPSK
- Ne fonctionne correctement qu'avec des systèmes MIMO 2×2

Optimisation de la configurations des réseaux

- Permet de minimiser les interférents (les termes non diagonaux de H)
- Moins sensible aux variations des paramètres.
- Aucune contrainte sur le type de modulation numérique ainsi que sur la configuration MIMO $n \times n$

CHAPITRE 3

MODÉLISATION

Objectifs Dans cette partie, nous allons nous concentrer sur l'élaboration des différents modèles mathématiques qui vont permettre par la suite d'effectuer une étude paramétrique ainsi que les simulations nécessaires à l'étude de différentes méthodes pour faire du multiplexage spatial à 60 GHz et plus généralement en ondes millimétriques.

Le premier objectif est de combiner dans un seul et même modèle la technologie des réseaux de patchs avec un système MIMO $N_r \times N_t$ où les différentes antennes vont être constituées de réseaux de patchs. De cette manière l'ensemble des paramètres concernant les différentes antennes ainsi que la configuration de chacun des réseaux vont être accessibles et modifiables. Le second objectif est de pouvoir intégrer les mesures expérimentales des diagrammes de rayonnement des réseaux de patchs (fonctionnant à 60 GHz) développés à l'INRS¹ dans le modèle, afin de pouvoir modéliser plus fidèlement le système de communication MIMO à 60 GHz qui est actuellement en développement.

Hypothèses Tel que discuté dans l'introduction, l'hypothèse principale sur laquelle va reposer le modèle est de considérer le canal à 60 GHz (et de manière plus générale les canaux en ondes millimétriques) comme étant soit en ligne de vue (LOS), soit avec quelques réflexions de premier ordre. Les arguments qui ont permis de faire ces hypothèses ont été présentés dans la revue de littérature et ont fait l'objet de plusieurs articles [17, 18, 17, 19]. La directivité importante des réseaux de patchs permet d'affiner l'hypothèse en négligeant les réflexions de premier ordre qui vont être fortement atténuées de part l'angle d'arrivée (et d'émission) moins favorable que celui du trajet LOS.

La seconde hypothèse découle de la première. Comme on considère un canal où les multi-trajets peuvent être négligés, le caractère aléatoire du canal qui résulte de la richesse de ces multi-trajets peut lui aussi être négligé, puisque le canal va n'être fonction que des caractéristiques de phase et d'amplitude du trajet LOS.

Méthodologie La construction d'un modèle de canal MIMO LOS à 60 GHz se décompose en plusieurs parties indépendantes.

1. Institut National de la Recherche Scientifique

Les réseaux de patches Pour concevoir le modèle on va commencer par modéliser les antennes qui vont être utilisées dans le système MIMO. Il s'agit de réseaux de plusieurs patches considérés isotropes dans le demi espace délimité par le plan du substrat où se trouve les éléments rayonnants. Dans un premier temps on va considérer que l'ensemble des patches d'un réseau est aligné suivant une droite directrice. On peut alors parler de réseau de patches linéaire à une seule dimension.

Le modèle MIMO 2D Dans un second temps, on va modéliser un canal MIMO $N_r \times N_t$ LOS dans lequel on va intégrer le modèle paramétrique des réseaux de patches. On se contente dans un premier temps d'un modèle à 2 dimensions qui permet la rotation des antennes selon un axe seulement. Pour limiter le nombre de variables du modèle, on va considérer un plan dans lequel les antennes Tx sont alignées suivant une droite faisant un certain angle avec le segment de droite reliant l'antenne Tx₁ (l'origine du repère) avec l'antenne Rx₁. Ce segment représente l'axe des abscisses du repère cartésien. De même, les antennes Rx sont alignées suivant une droite faisant un certain angle avec ce segment. Les patches de chaque antenne Rx et Tx appartiennent donc à une de ces deux droites. Par conséquent, les diagrammes de rayonnement de chaque réseaux d'antennes Rx et Tx sont orientés dans la même direction.

Le modèle MIMO 3D Le second modèle est une évolution du premier de manière à ajouter la 3^{ème} dimension. Cette généralisation va permettre d'une part d'utiliser des réseaux de patches à 2 dimensions et d'autre part de définir le positionnement et l'orientation de chaque antenne de manière indépendante, grâce à 4 paramètres :

- Sa position dans l'espace
- Sa rotation suivant l'axe des abscisses (\vec{x})
- Sa rotation suivant l'axe des ordonnées (\vec{y})
- Sa rotation suivant l'axe des cotes (\vec{z}).

3.1 Modélisation des réseaux d'antennes planaires

On considère que chaque patch est isotrope dans le demi espace délimité par le plan du substrat de l'antenne. Tous les patches d'un réseau sont alignés suivant une droite qui appartient au plan principal dans lequel on travaille.

Soit Δ la distance inter patches à l'intérieur des réseaux. De même, on définit L comme étant la longueur du réseau de patches, ainsi que k comme étant le nombre de patches dans le réseau. On obtient alors la relation suivante liant ces variables :

$$L = (k - 1)\Delta \quad (3.1)$$

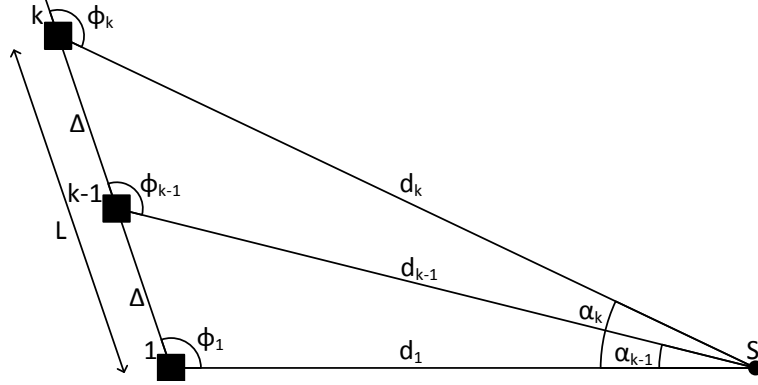


Figure 3.1 Modèle d'un réseau de patches

On définit le premier patch comme étant la référence pour définir l'angle ϕ_1 entre la droite portant les patches du réseau et le trajet direct entre le premier patch et la source notée S (figure 3.1). On note ϕ_i l'angle entre la source S et le $i^{\text{ième}}$ patch, et d_i la distance entre la source S et le $i^{\text{ième}}$ patch. Toutes les variables d_i et ϕ_i peuvent être calculées à partir de la seule connaissance de d_1 et ϕ_1 . Par conséquent, le modèle d'un réseau de patches ne dépend que de ces deux variables ainsi que de Δ et k .

La modélisation des réseaux de patches consiste à déterminer l'amplitude et la phase à chaque patch en fonction de l'angle d'arrivée ϕ_1 du signal et de la distance d_1 entre la source de ce signal S et le premier patch. Les réseaux de patches étant symétriques à l'émission comme à la réception, on a le même modèle dans le cas de l'émission d'un signal dans une direction ϕ_i donnée.

On va modéliser le réseau de patches comme étant un vecteur colonne e comportant k valeurs. Chaque valeur complexe donne l'atténuation et le déphasage dus à la distance supplémentaire à parcourir par rapport au premier patch (le patch de référence). La première valeur du vecteur sera toujours égale à 1 puisqu'il s'agit du patch de référence. Pour simplifier les notations du modèle, toutes les distances sont normalisées par rapport à la longueur d'onde λ_c (équation 3.2).

$$\text{distance} = \frac{\text{distance (en mètre)}}{\lambda_c} \quad (3.2)$$

Calcul des distances d_i Le calcul de toutes les distances d_i nécessaires à l'obtention des paramètres de phase et d'amplitude de chaque patch se fait grâce à la forme généralisée du théorème de Pythagore que l'on nomme formule d'Al-Kashi. L'expression mathématique est donnée à l'équation 3.3 et la représentation graphique à la figure 3.2.

$$a^2 = b^2 + c^2 - 2bc \cos(\widehat{BAC}) \quad (3.3)$$

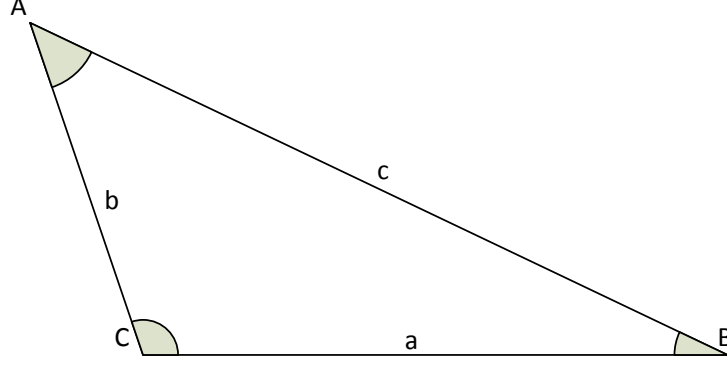


Figure 3.2 Schéma pour la formule d'Al-Kashi

À partir de cette formule, on peut calculer d_i en fonction des variables Δ , d_1 et ϕ_i (équation 3.4)

$$d_i = \sqrt{d_1^2 + ((i-1)\Delta)^2 - 2d_1(i-1)\Delta \cos(\phi_1)} \quad (3.4)$$

Calcul de l'atténuation et de la phase L'atténuation (en puissance) en espace libre est donnée par la formule de Friis (équation 2.1). Comme on prend pour référence le premier patch, l'atténuation est fonction de la différence de distance entre le $i^{\text{ième}}$ patch et le premier. On note a_i l'atténuation du $i^{\text{ième}}$ patch par rapport au premier (équation 3.5).

$$a_i = \frac{1}{4\pi(d_i - d_1)} \quad (3.5)$$

La phase ω_i du $i^{\text{ième}}$ patch par rapport au premier est aussi fonction de la différence de distance $d_i - d_1$ (équation 3.6).

$$\omega_i = e^{-j2\pi(d_i - d_1)} \quad (3.6)$$

On peut alors modéliser le réseau de patches comme étant un vecteur colonne où la $i^{\text{ième}}$ valeur correspond à l'amplitude et à la phase du signal arrivant au $i^{\text{ième}}$ patch par rapport au premier patch. On note \mathbf{e} ce vecteur qui représente la signature spatiale du réseau de patches (équation 3.7).

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{4\pi(d_2 - d_1)} e^{-j2\pi(d_2 - d_1)} \\ \vdots \\ \frac{1}{4\pi(d_k - d_1)} e^{-j2\pi(d_k - d_1)} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

En remplaçant d_i par la formule trouvée à l'équation 3.4, on obtient l'équation 3.8.

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{\sqrt{d_1^2 + \Delta^2 - 2d_1\Delta \cos(\phi_1)} - d_1} e^{-j2\pi(\sqrt{d_1^2 + \Delta^2 - 2d_1\Delta \cos(\phi_1)} - d_1)} \\ \vdots \\ \frac{1}{\sqrt{d_1^2 + ((k-1)\Delta)^2 - 2d_1(k-1)\Delta \cos(\phi_1)} - d_1} e^{-j2\pi(\sqrt{d_1^2 + ((k-1)\Delta)^2 - 2d_1(k-1)\Delta \cos(\phi_1)} - d_1)} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Simplification onde plane La formulation de la signature spatiale du réseau de patches est assez lourde. Elle peut être simplifiée sous certaines conditions. Lorsque la distance inter patches est très petite comparée à la distance entre la source S et le premier patch, les angles α_i à la source S deviennent très petits (figure 3.3). Ce qui se traduit mathématiquement par la limite présentée à l'équation 3.9.

$$\lim_{x \rightarrow 0} \cos(x) = 1 \quad (3.9)$$

On peut alors écrire que (équation 3.10) :

$$d_1 \gg \Delta \Rightarrow \cos(\alpha_i) \approx 1 \quad (3.10)$$

Cette simplification du cosinus, permet de considérer que les distances $d'_i \approx d_1$ (voir figure 3.3). On peut alors utiliser la perpendiculaire au segment d_1 au niveau du premier patch pour couper les segments d_i en deux segments de longueur d'_i et δ_i . δ_i représente finalement la distance supplémentaire que parcourt le signal direct pour arriver au $i^{\text{ème}}$ patch par rapport au signal direct entre la source S et le premier patch (équation 3.11) lorsque la condition de l'équation 3.10 est vérifiée.

$$\begin{aligned} \delta_i &= d_i - d'_i \\ &\approx d_i - d_1 \text{ si } d_1 \gg \Delta \end{aligned} \quad (3.11)$$

Par conséquent, lorsque les angles α_i deviennent très petits, on peut considérer que les signaux (issus de S) qui arrivent aux différents patches sont quasi parallèles comme le montre la figure 3.3 qui donne une représentation du modèle simplifié. On peut alors récrire δ_i comme étant fonction de Δ et ϕ_1 seulement (équation 3.12)

$$\delta_i \approx (i - 1)\Delta \cos(\phi_1) \quad (3.12)$$

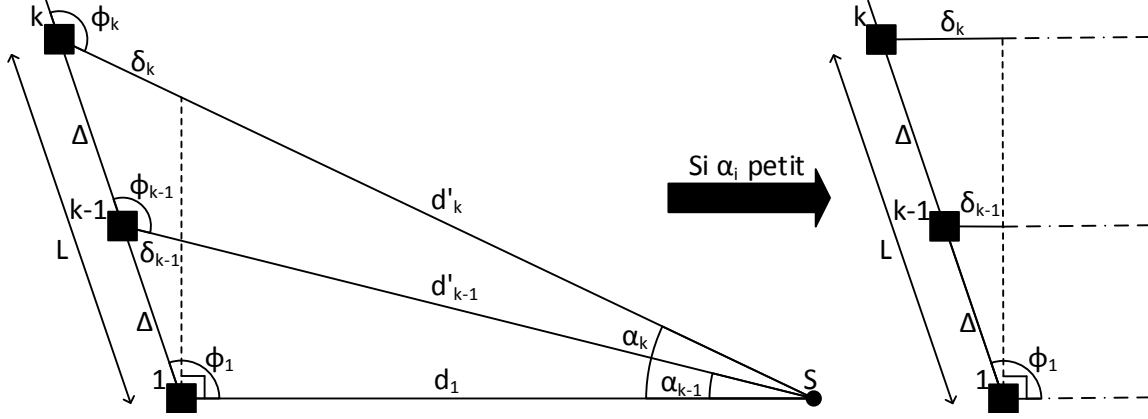


Figure 3.3 Modèle simplifié d'un réseau de patches

On va aussi pouvoir négliger l'atténuation due à la différence de trajet (de l'ordre d'au plus quelques λ_c) comparé à l'atténuation due à la distance d_1 entre la source et le récepteur. On peut alors récrire l'équation 3.8 qui devient après simplification l'équation 3.13 et ne dépend plus que de 2 variables : Δ et ϕ_1 .

$$\mathbf{e}(\Delta, \phi_1) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j2\pi\delta_2} \\ \vdots \\ e^{-j2\pi\delta_k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j2\pi\Delta \cos(\phi_1)} \\ \vdots \\ e^{-j2\pi(k-1)\Delta \cos(\phi_1)} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Erreur due à la simplification On va s'intéresser à l'erreur qu'engendre cette simplification afin de quantifier les contraintes qui vont permettre de borner l'erreur à la valeur maximale désirée. De cette manière, on pourra garantir que l'erreur n'excède pas cette valeur et que par conséquent elle peut être négligée. On appelle ϵ_i l'erreur sur le calcul de δ_i , c'est-à-dire sur le trajet supplémentaire parcouru au $i^{\text{ème}}$ patch comme on peut le voir sur la figure 3.4. Sa formulation est donnée à l'équation 3.14

$$\epsilon_i = \sqrt{d_1^2 + ((i-1)\Delta)^2 - 2d_1(i-1)\Delta \cos(\phi_1)} - d_1 \quad (3.14)$$

Comme on souhaite borner l'erreur maximale, on va chercher à borner l'erreur ϵ_k sur le $k^{\text{ème}}$ patch, puisqu'il est évident que le maximum de l'erreur intervient sur le patch le plus éloigné du patch de référence. On va d'abord chercher à calculer la valeur maximale de ϵ_k (équation 3.15) lorsque d_1 et L sont fixées.

$$\epsilon_k = \sqrt{d_1^2 + L^2 - 2d_1L \cos(\phi_1)} - d_1 \text{ avec } L = (k-1)\Delta \quad (3.15)$$

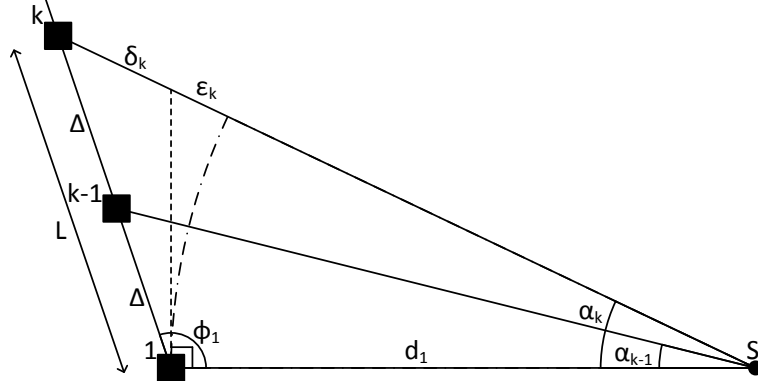


Figure 3.4 Modèle simplifié d'un réseau de patches

Comme il s'agit de trouver l'angle ϕ_1 qui maximise l'erreur, on va dériver ϵ_k par rapport à ϕ_1 (équation 3.16) et trouver les valeurs de ϕ_1 qui annulent la dérivée.

$$\frac{d\epsilon_k}{d\phi_1} = \frac{d_1 L \sin(\phi_1)}{\sqrt{d_1^2 + L^2 - 2d_1 L \cos(\phi_1)}} = 0 \Leftrightarrow \phi_1 = \left\{ -\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2} \right\} \quad (3.16)$$

On obtient que l'erreur est maximale pour $\phi_1 = \pm \frac{\pi}{2}$. Le fait qu'on ait deux valeurs s'explique par la symétrie par rapport à la droite d_1 . On obtient donc la même erreur pour les deux solutions.

$$\epsilon_{k_{max}} = \epsilon_k \left(\pm \frac{\pi}{2} \right) = \sqrt{d_1^2 + L^2} - d_1 \quad (3.17)$$

On peut alors écrire que $\epsilon_{k_{max}}$ représente l'erreur (en λ_c) et que cette erreur est fonction du rapport $\frac{L^2}{d_1^2}$ (équation 3.18)

$$\epsilon_{k_{max}} \left(\frac{L^2}{d_1^2} \right) = \left(\sqrt{1 + \frac{L^2}{d_1^2}} - 1 \right) d_1 \quad (3.18)$$

On veut pouvoir borner cette erreur à une valeur qui puisse nous permettre de considérer son impact comme négligeable dans les calculs. Comme la phase est très sensible à une erreur sur les distances, et qu'une erreur de $\frac{\lambda_c}{2}$ sur la distance crée un signal opposé en phase à celui qui était attendu, on souhaite pouvoir borner l'erreur sur la distance de manière à avoir une erreur de phase inférieure à $\frac{\pi}{10}$ soit une erreur sur la distance inférieure à $\frac{\lambda_c}{20}$ (équation 3.19).

$$\epsilon_{k_{max}} \left(\frac{L^2}{d_1^2} \right) < \frac{\lambda_c}{20} \text{ ou } \epsilon_{k_{max}} \left(\frac{L^2}{d_1^2} \right) 2\pi < \frac{\pi}{10} \quad (3.19)$$

La figure 3.5 représente l'erreur de phase absolue maximale pour une distance d_1 de 1 m et 10 m en fonction du rapport $\frac{L}{d_1}$. On s'aperçoit que l'erreur est inférieure à $\frac{\pi}{20}$ lorsque le rapport

$\frac{L}{d_1}$ est de l'ordre de 10^{-2} et devient inférieure à $\frac{\pi}{1000}$ lorsque le rapport est de l'ordre de 10^{-3} . Évidemment plus d_1 augmente et plus le rapport doit être petit pour satisfaire les conditions. Cependant à 60 GHz on a rarement des communications au delà de 10m à cause de l'atténuation due aux molécules présentes dans l'atmosphère. On doit donc s'assurer d'avoir un rapport $\frac{L}{d_1}$ d'au plus 10^{-2} pour pouvoir utiliser le modèle.

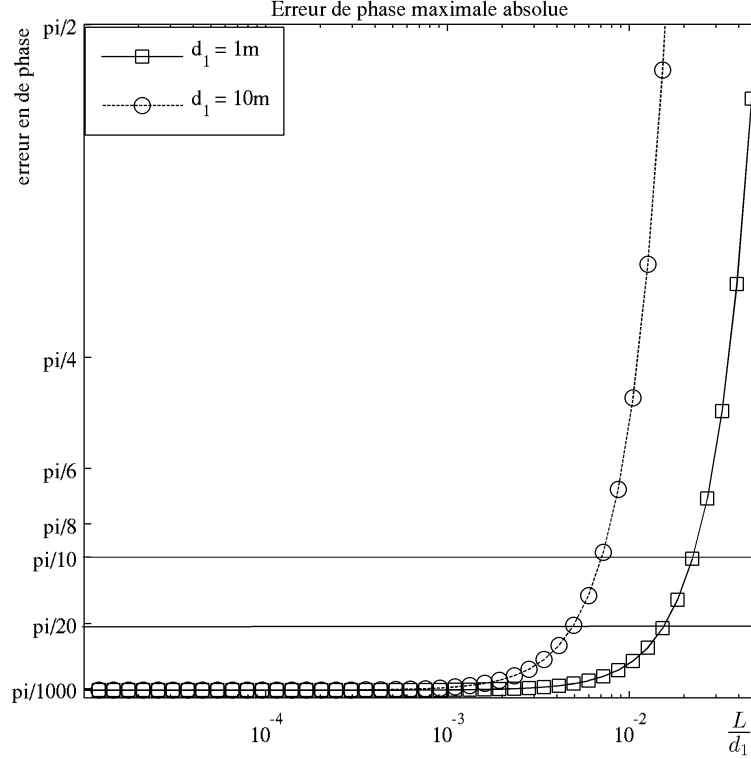


Figure 3.5 Erreur maximale absolue de la phase

Pour l'atténuation, l'erreur maximale dépend uniquement de la distance L qui va introduire une atténuation supplémentaire à celle due à la distance d_1 . On va calculer l'erreur relative maximale de l'atténuation en amplitude relativement à celle induite par la distance d_1 au premier patch. On utilise la formule de Friis (équation 2.1) pour calculer l'atténuation en puissance due au parcours en espace libre. On prend $G_t = G_r = 1$ puisqu'on considère des patches isotropes et on prend la racine de l'atténuation en puissance pour obtenir l'atténuation en amplitude. On obtient alors l'erreur relative maximale de l'atténuation en amplitude Er_{att_max} à l'équation 3.20. Elle ne dépend la encore que du rapport $\frac{L}{d_1}$

$$Er_{att_max} \left(\frac{L}{d_1} \right) = \frac{\frac{L}{d_1}}{1 + \frac{L}{d_1}} \quad (3.20)$$

La figure 3.6 représente le pourcentage d'erreur que représente la distance parcourue supplémentaire pour arriver au dernier patch par rapport à celle pour atteindre le premier patch en fonction du rapport $\frac{L}{d_1}$. On s'aperçoit que l'erreur représente 1% de l'atténuation due à la distance d_1 lorsque le rapport vaut 10^{-2} , ce qui est négligeable devant l'atténuation due au trajet source récepteur d_1 . Il faut donc s'assurer que le rapport $\frac{L}{d_1}$ soit au plus de 10^{-2} pour que l'erreur soit bornée à 1% de l'atténuation due à la distance d_1 .

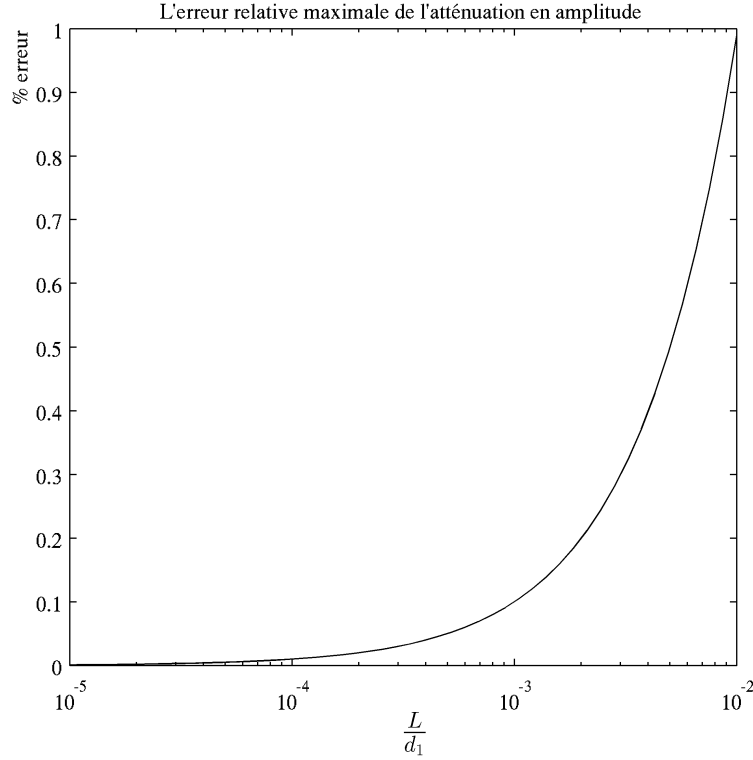


Figure 3.6 Erreur relative maximale de l'atténuation en amplitude

En conclusion, on va donc pouvoir utiliser le modèle simplifié, qui fait l'hypothèse que les rayons issus de la source peuvent être considérés comme parallèles lorsqu'ils arrivent aux différents patches du réseaux, dans la plupart des cas pratiques. On vient de voir que l'erreur d'atténuation et de phase qu'engendre cette hypothèse peut être négligée à condition que la distance d_1 soit au moins 100 fois supérieure à la distance L entre le premier et le dernier patch du réseau. Cette condition n'est cependant valide que lorsque la distance émetteur récepteur d_1 n'excède pas 10 mètres. Ce qui représente la limite courante à 60 GHz.

Calcul du diagramme de rayonnement Avec le modèle simplifié du réseau de patches on va pouvoir déterminer le diagramme de rayonnement résultant du couplage entre les patches considérés comme isotropes dans le demi espace délimité par la partie rayonnante du substrat. On va utiliser la signature spatiale \mathbf{e} (équation 3.13) pour déterminer le gain du signal reçu en fonction de son angle d'arrivée ϕ . Pour cela on projette la signature spatiale d'un signal arrivant avec un angle quelconque ϕ sur la signature spatiale de référence qui est obtenue pour un angle de $\frac{\pi}{2}$ (équation 3.21). On appelle \mathbf{e}^H le conjugué transposé du vecteur \mathbf{e} .

$$\begin{aligned} \mathbf{e} \left(\frac{\pi}{2} \right)^H \mathbf{e}(\phi) &= 1 + e^{-j2\pi\Delta(\cos(\phi)-\cos(\frac{\pi}{2}))} + \dots + e^{-j2\pi(k-1)\Delta(\cos(\phi)-\cos(\frac{\pi}{2}))} \\ &= \sum_{i=0}^{k-1} \left(e^{-j2\pi\Delta\cos(\phi)} \right)^i \end{aligned} \quad (3.21)$$

On obtient alors la somme vectorielle des signaux déphasés issus des différents patches. On reconnaît que cette somme peut s'écrire sous forme d'une suite géométrique de raison $e^{-j2\pi\Delta\cos(\phi)}$. Le gain est alors donné par la valeur absolue de cette somme vectorielle qui est fonction de l'angle d'arrivée ϕ comme le montre l'équation 3.22.

Cette formule permet d'obtenir le gain normalisé d'un réseau de patches par rapport au gain d'un unique patch isotropique.

$$f(\phi) = \left| \mathbf{e} \left(\frac{\pi}{2} \right)^H \mathbf{e}(\phi) \right| = \left| \frac{1 - e^{-j2\pi k\Delta\cos(\phi)}}{1 - e^{-j2\pi\Delta\cos(\phi)}} \right| \quad (3.22)$$

Pour montrer l'impact du couplage de plusieurs patches isotropiques on a tracé à la figure 3.7 le gain d'un patch isotropique ainsi que le gain normalisé d'un réseau de 2 patches isotropiques. On observe bien que le gain du patch isotropique est constant et vaut 1 quelque soit l'angle d'arrivée compris entre $[0, \pi]$ (puisque'on est dans un demi espace). En revanche, pour le réseau de deux patches, le gain normalisé (par rapport à celui d'un patch isotropique) atteint un maximum de 2 lorsque l'angle d'arrivée vaut $\frac{\pi}{2}$, et diminue progressivement lorsque l'angle d'arrivée s'éloigne de $\frac{\pi}{2}$ de manière à conserver la même énergie totale rayonnée.

Le couplage de 2 patches a permis de concentrer l'énergie dans certaines directions, ce qui a permis de gagner un maximum de +3dB (par rapport au patch isotropique de référence) dans la direction perpendiculaire au plan du substrat. Évidemment en contre partie les autres directions sont atténuées.

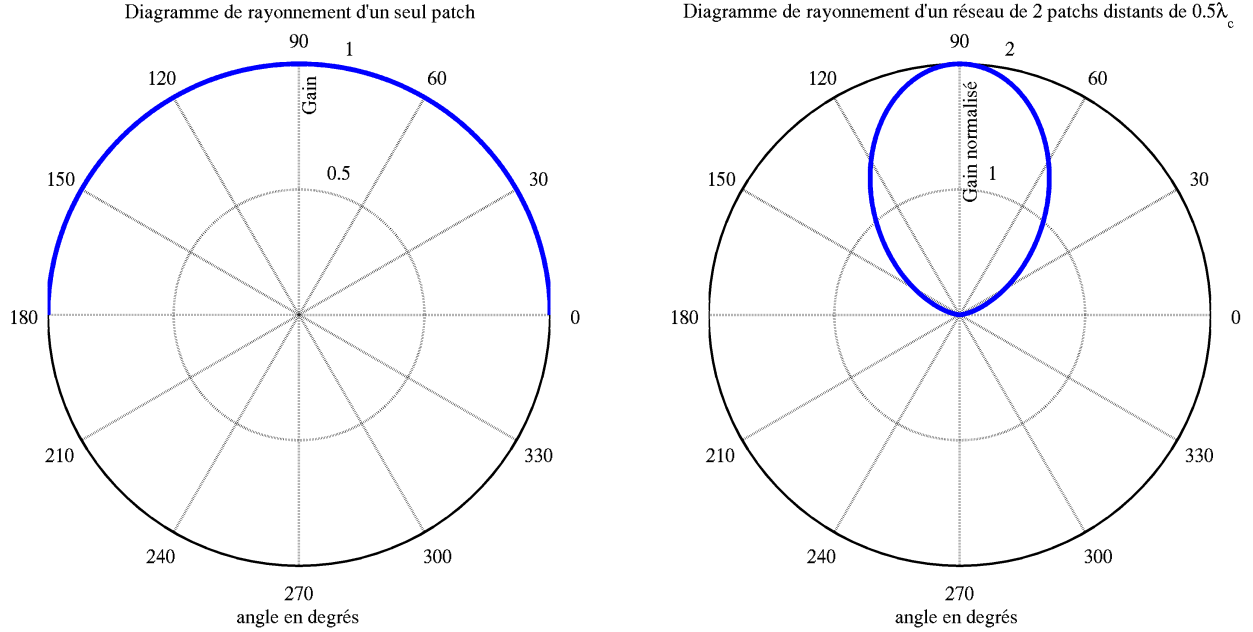


Figure 3.7 Diagramme de rayonnement. Gauche : 1 patch. Droite : réseau de 2 patchs

Conclusions L'utilisation d'un modèle simplifié permet d'une part de considérer que les trajets directs entre une source suffisamment éloignée et les différents patchs sont parallèles entre eux. D'autre part, il permet de négliger l'atténuation due au trajet supplémentaire que doivent parcourir les signaux pour arriver aux différents patchs comparée au trajet à parcourir pour arriver au premier patch.

Ce modèle est utilisable tant que les erreurs d'amplitude et de phase qu'il ajoute reste négligeables. Ce que l'on peut garantir si le rapport $\frac{L}{d_1}$ reste inférieur à 10^{-2} .

À partir de ce modèle on peut calculer le diagramme de rayonnement des réseaux de patchs (à 1 dimension) en fonction du nombre de patchs dans le réseau et de la distance inter patchs.

3.2 Modélisation du système MIMO à 2 dimensions

Dans cette section on va modéliser un canal MIMO fonctionnant sur la bande 57-64 GHz. Les antennes utilisées dans le modèle sont des réseaux de patchs (1 dimension) dont le modèle a été présenté dans la section 3.1. On part du modèle déterministe d'un canal SISO LOS que l'on va appliquer à toutes les combinaisons d'antennes (Tx, Rx) de manière à construire la matrice H qui permet de représenter le canal MIMO (section 2.2).

Objectifs L'objectif de ce modèle est de pouvoir faire l'étude paramétrique complète du système afin de déterminer l'influence des paramètres liés à la configuration des réseaux d'antennes ainsi que ceux liés au positionnement des différents réseaux sur les termes diagonaux et non diagonaux de la matrice H du canal ainsi que son conditionnement.

Cette étude doit permettre d'isoler les paramètres permettant d'une part de minimiser les valeurs des termes non diagonaux de la matrice H tout en maximisant les termes diagonaux et d'autre part d'améliorer le conditionnement de H .

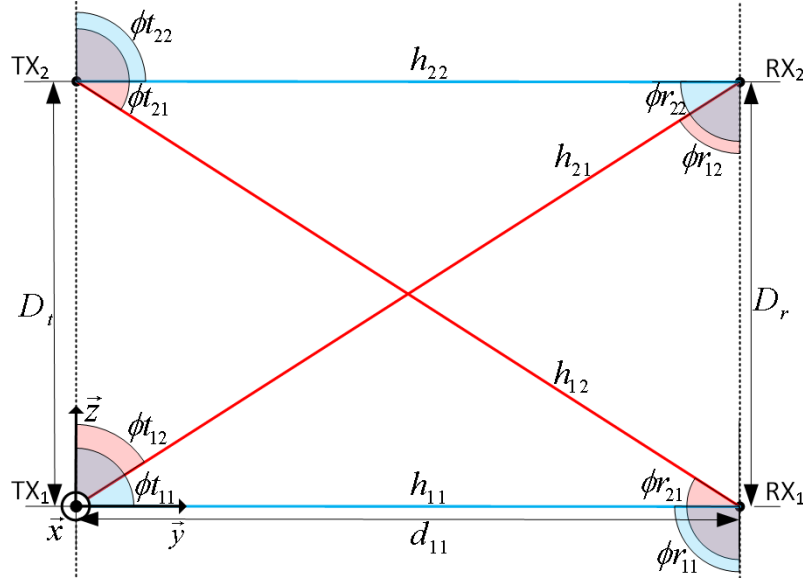


Figure 3.8 Modèle MIMO LOS 2×2 à deux dimensions

Modélisation mathématique On considère le système MIMO 2×2 présenté à la figure 3.8 qui est un cas particulier où il y a seulement 2 antennes Tx et 2 antennes Rx. Ce cas permet de simplifier la visualisation des différentes variables du système MIMO à deux dimensions. Cependant le modèle reste générique puisque l'on peut modéliser des canaux MIMO comportant N_t antennes Tx et N_r antennes Rx.

Les variables Les variables utilisent des indices génériques pour identifier d'une part si les variables portent sur l'émetteur ou le récepteur et d'autre part pour identifier l'antenne d'émission et de réception auxquelles elles s'appliquent. On utilise l'indice t et r pour spécifier qu'il s'agit d'une variable s'appliquant à l'émission et à la réception respectivement. Lorsque les variables s'appliquent au lien entre la $j^{\text{ième}}$ antenne et la $i^{\text{ième}}$ antenne on utilise les indices ij tel que i identifie l'antenne Rx et j l'antenne Tx (par exemple h_{ij} correspond au canal entre l'antenne Tx _{j} et l'antenne Rx _{i}). Toutes les distances utilisées dans le modèle sont normalisées

par rapport à λ_c .

Listes des variables relatives au système MIMO $N_t \times N_r$:

- d_{ij} : la distance entre Tx_j et Rx_i
- h_{ij} : le canal entre Tx_j et Rx_i
- θt_{ij} : L'angle d'arrivée (défini sur $[0, \pi]$) à l'émission entre Tx_j et Rx_i
- θr_{ij} : L'angle d'arrivée (défini sur $[0, \pi]$) à la réception entre Tx_j et Rx_i
- D_t et D_r : La distance de séparation des antennes Tx et Rx respectivement
- N_t et N_r : Le nombre d'antennes Tx et Rx respectivement

Listes des variables relatives à la configuration des réseaux de patches Tx_j et Rx_i :

- n_t et n_r : le nombre de patches dans les antennes Tx et Rx respectivement
- Δ_t et Δ_r : La distance de séparation des patches des antennes Tx et Rx respectivement

Calcul de la géométrie complète du système La géométrie complète du système est définie à partir de 5 variables N_t , N_r , θt_{11} , θr_{11} et d_{11} . L'ensemble des autres variables relatives au système MIMO $N_t \times N_r$ vont être calculées grâce aux formules de trigonométrie. En utilisant le théorème d'Al-Kashi (équation 3.3) on va pouvoir déterminer les valeurs des variables manquantes. Il faut utiliser un processus itératif pour récupérer les valeurs de toutes les variables propres à la géométrie du système.

1. On initialise $i = 1$ et $j = 2$
2. La première étape consiste à calculer d_{ij} (équation 3.23) ce qui permet ensuite de calculer ϕt_{ij} (équation 3.24) et enfin ϕr_{ij} (équation 3.25).

$$\forall i \neq j : d_{ij} = \sqrt{d_{ii}^2 + (|j - i|D_t)^2 + \text{signe}(i - j)2d_{ii}|j - i|D_t \cos(\phi t_{ii})} \quad (3.23)$$

avec

$$\text{signe}(x) = \begin{cases} -1 & \text{si } x < 0, \\ 0 & \text{si } x = 0, \\ 1 & \text{si } x > 0. \end{cases}$$

$$\phi t_{ij} = \cos^{-1} \left(\text{signe}(i - j) \frac{(|j - i|D_t)^2 + d_{ij}^2 - d_{ii}^2}{2|j - i|D_t d_{ij}} \right) \quad (3.24)$$

$$\phi r_{ij} = \phi r_{ii} - \phi t_{ii} + \phi t_{ij} \quad (3.25)$$

3. On va effectuer l'opération précédente en incrémentant j de 1 à chaque fois de manière à atteindre $j = N_t$
4. Lorsque $j = N_t$, on incrémente i de 1 et s'il n'excède pas N_r , on calcule d_{ii} (équation

3.23) puis ϕr_{ii} (équation 3.27) et enfin ϕt_{ii} (équation 3.28).

$$d_{ii} = \sqrt{d_{1i}^2 + ((i-1)D_r)^2 + 2d_{1i}(i-1)D_r \cos(\phi r_{1i})} \quad (3.26)$$

$$\phi r_{ii} = \cos^{-1} \left(\frac{((i-1)D_r)^2 + d_{ii}^2 - d_{1i}^2}{2(i-1)D_r d_{ii}} \right) \quad (3.27)$$

$$\phi t_{ii} = \phi t_{1i} - \phi r_{1i} + \phi r_{ii} \quad (3.28)$$

5. Si i n'excède pas N_r , on reprend à l'opération 2 sinon on sort de la boucle car toutes les valeurs des variables ont été calculées.

On a maintenant la géométrie complète du système MIMO avec toutes les distance d_{ij} que l'on met sous forme d'une matrice \mathbf{d} , tous les angles d'arrivée au récepteur ϕr_{ij} que l'on met sous forme d'une matrice $\phi \mathbf{r}$ et tous les angles d'arrivée à l'émetteur ϕt_{ij} que l'on met sous forme d'une matrice $\phi \mathbf{t}$ (équation 3.29).

$$\mathbf{d} = \begin{bmatrix} d_{1,1} & \cdots & d_{1,N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{N_r,1} & \cdots & d_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \quad \phi \mathbf{r} = \begin{bmatrix} \phi r_{1,1} & \cdots & \phi r_{1,N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \phi r_{N_r,1} & \cdots & \phi r_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \quad \phi \mathbf{t} = \begin{bmatrix} \phi t_{1,1} & \cdots & \phi t_{1,N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \phi t_{N_r,1} & \cdots & \phi t_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Passage du réseau de patches à l'antenne équivalente Avec la matrice \mathbf{d} et les matrices $\phi \mathbf{r}$ et $\phi \mathbf{t}$ donnant respectivement les distances et les angles d'arrivée à la réception et à l'émission pour les liens $Rx_i Tx_j$, on peut aisément obtenir l'atténuation et la phase du signal pour chaque couple d'antenne (Rx_i , Tx_j).

Comme chaque antenne Tx et Rx est en réalité un réseau de n_t et n_r patches respectivement, les distances et les angles ne sont applicables que pour un seul des patches qui est appelé le patch de référence (figure 3.9). Comme vu dans la section 3.1, c'est le premier patch qui est la référence. On peut obtenir la phase du signal arrivant aux autres patches grâce à la signature spatiale du réseau (équation 3.13) qui donne la phase du signal arrivant à chaque patch relativement au patch de référence. De cette manière seul la distance et l'angle d'arrivée entre le premier patch de chaque réseau suffit à caractériser complètement les canaux entre chaque couple d'antennes (Rx_i , Tx_j).

Les réseaux de patches à 60 GHz qui sont actuellement développés à L'INRS ne permettent pas d'avoir un accès indépendant à chaque patch. Cette contrainte vient du fait qu'il est très compliqué de mettre un modulateur/dé-modulateur et un amplificateur faible bruit pour chaque patch. À la place on a un modulateur/dé-modulateur et un amplificateur faible bruit pour l'ensemble des patches qui sont couplés de manière à ce que les signaux à transmettre arrivent en phase sur tous les patches.

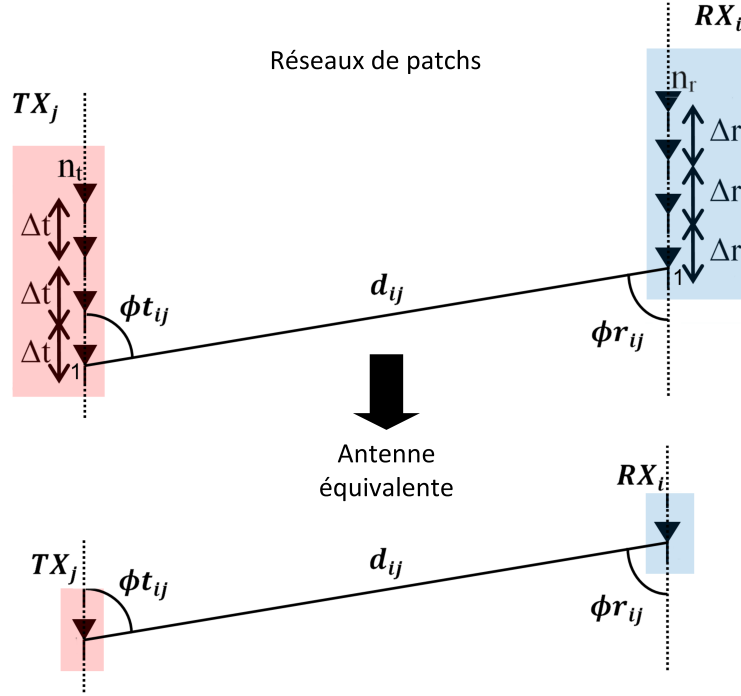


Figure 3.9 Modélisation d'un canal LOS utilisant des réseaux de patches comme antennes

On va considérer les antennes équivalentes aux réseaux de patches. Ces antennes ont le même diagramme de rayonnement que les réseaux de patches. La formulation mathématique des antennes équivalentes utilise la signature spatiale des réseaux de patches donnée à l'équation 3.13. Tous les patches étant couplés entre eux de manière à ce que le signal transmis soit en phase à l'ensemble des patches, on obtient la signature spatiale de l'antenne équivalente e_{eq} (équation 3.30) en sommant vectoriellement les valeurs du vecteur \mathbf{e} et en normalisant par le gain \sqrt{n} qui sera réintégrer dans le calcul de l'atténuation.

Le gain des antennes équivalentes dépend du nombre de patches dans les réseaux. Il correspond au maximum du gain qui est obtenu lorsque l'angle d'arrivée ϕ_1 vaut $\frac{\pi}{2}$.

$$\begin{aligned}
 e_{eq}(n, \Delta, \phi_1) &= \frac{1}{\sqrt{n}} \sum_{i=1}^n e^{-j2\pi(i-1)\Delta \cos(\phi_1)} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{n}} \frac{1 - e^{-j2\pi n \Delta \cos(\phi_1)}}{1 - e^{-j2\pi \Delta \cos(\phi_1)}}
 \end{aligned} \tag{3.30}$$

avec :

- n : le nombre de patches dans le réseau
- Δ : la distance inter patches
- ϕ_1 : l'angle d'arrivée au premier patch. Soit ϕt_{ij} et ϕr_{ij} sur la figure 3.9.

Formulation mathématique du canal MIMO On va considérer la superposition de $N_r \times N_t$ canaux SISO LOS notés h_{ij} avec i l'indice de l'antenne équivalente à la réception et j l'indice de l'antenne équivalente à la transmission.

La phase ω_{ij} de chaque canal SISO² h_{ij} est définie comme étant le produit de la signature spatiale de l'antenne équivalente Rx _{i} avec le conjugué de la signature spatiale de l'antenne équivalente Tx _{j} auquel il faut ajouter la phase due à la distance d_{ij} entre les deux antennes équivalentes (équation 3.31).

$$\omega_{ij}(n_t, n_r, \Delta_t, \Delta_r) = e^{-j2\pi d_{ij}} E_{ij}(n_t, n_r, \Delta_t, \Delta_r) \quad (3.31)$$

avec :

$$\begin{aligned} E_{ij}(n_t, n_r, \Delta_t, \Delta_r) &= e_{eq}(n_t, \Delta_t, \phi_{t_{ij}})^* e_{eq}(n_r, \Delta_r, \phi_{r_{ij}}) \\ &= \frac{1}{\sqrt{n_t n_r}} \frac{1 - e^{j2\pi n_t \Delta_t \cos(\phi_{t_{ij}})}}{1 - e^{j2\pi \Delta_t \cos(\phi_{t_{ij}})}} \frac{1 - e^{-j2\pi n_r \Delta_r \cos(\phi_{r_{ij}})}}{1 - e^{-j2\pi \Delta_r \cos(\phi_{r_{ij}})}} \end{aligned}$$

L'atténuation a_{ij} est calculée à partir de la formule de Friis (équation 2.1). Elle prend en compte les pertes de parcours dues à la distance d_{ij} ainsi que le gain des antennes équivalentes Tx et Rx qui vaut respectivement $\sqrt{n_t}$ et $\sqrt{n_r}$.

$$a_{ij}(n_t, n_r) = \sqrt{n_r n_t} \frac{1}{4\pi d_{ij}} \quad (3.32)$$

On obtient alors la formulation mathématique des canaux h_{ij} à l'équation 3.33

$$h_{ij}(n_t, n_r, \Delta_t, \Delta_r) = a_{ij}(n_t, n_r) \omega_{ij}(n_t, n_r, \Delta_t, \Delta_r) \quad (3.33)$$

Les canaux h_{ij} étant indépendants les uns des autres, on peut assembler la matrice du canal tel que présenté à l'équation 3.34

$$H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

3.2.1 Intégration du diagramme de rayonnement mesuré des réseaux de patches

Dans cette partie on va adapter le modèle de manière à pouvoir y intégrer les diagrammes de rayonnement mesurés des réseaux de patches à 60 GHz développés à l'INRS. Les mesures obtenues en chambre anéchoïque donnent le gain en puissance de l'antenne équivalente en fonction de l'angle d'arrivée.

On définit les variables issues de la mesure du gain et du diagramme de rayonnement normalisé des antennes :

- G_t : le gain maximum mesuré de l'antenne Tx.
- $g_t(\phi)$: le gain normalisé (par G_t) en fonction de l'angle d'arrivée ϕ à l'antenne Tx
- G_r : le gain maximum mesuré de l'antenne Rx.
- $g_r(\phi)$: le gain normalisé (par G_r) en fonction de l'angle d'arrivée ϕ à l'antenne Rx

On peut alors récrire l'atténuation (équation 3.32) de manière à prendre en compte les gains maximums mesurés (équation 3.35).

$$a_{ij}(G_t, G_r) = \sqrt{G_t G_r} \frac{1}{4\pi d_{ij}} \quad (3.35)$$

De même il faut récrire la phase (équation 3.31) de manière à ne garder que le déphasage induit par les réseaux d'antennes en normalisant E_{ij} par $|E_{ij}|$. On intègre ensuite à l'équation les gains normalisés mesurés g_t et g_r des réseaux d'antennes Tx et Rx (équation 3.36).

$$\omega_{ij}(n_t, n_r, \Delta_t, \Delta_r) = e^{-j2\pi d_{ij}} g_t(\phi_{t_{ij}}) g_r(\phi_{r_{ij}}) \frac{E_{ij}(n_t, n_r, \Delta_t, \Delta_r)}{|E_{ij}(n_t, n_r, \Delta_t, \Delta_r)|} \quad (3.36)$$

La formulation du canal h_{ij} intégrant les mesures des réseaux d'antennes est donnée à l'équation 3.37.

$$h_{ij}(n_t, n_r, \Delta_t, \Delta_r) = a_{ij}(G_t, G_r) \omega_{ij}(n_t, n_r, \Delta_t, \Delta_r) \quad (3.37)$$

3.3 Modélisation du système MIMO à 3 dimensions

On va généraliser le modèle précédent pour construire le modèle complet à 3 dimensions. Ce modèle permet l'utilisation de réseaux de patches à deux dimensions permettant toutes les configurations de réseaux. D'autre part, chacun des réseaux Rx et Tx peut ensuite être positionné n'importe où dans l'espace et dirigé dans n'importe quelle direction. Ce modèle va donc permettre de pouvoir étudier toutes les configurations possibles sans faire d'approximation. En contrepartie, son utilisation est beaucoup plus lourde et complexe du fait que tous les paramètres de la configuration sont indépendants et doivent être définis.

Pour construire ce modèle on ne peut pas s'appuyer sur la même méthode géométrique que celle utilisée pour le modèle en 2 dimensions. À la place on va utiliser un système multi bases et les techniques de changement de bases pour pouvoir exprimer les coordonnées des patches de l'ensemble des réseaux dans la base de référence. De cette manière on pourra extraire toutes les distances nécessaires à la formulation mathématique du canal.

Modélisation des réseaux de patches à 2 dimensions On va commencer par définir une base orthonormée directe propre à chaque réseau de patches Tx et Rx que l'on nomme respectivement \mathcal{B}_{Tx_j} et \mathcal{B}_{Rx_i} , avec i l'index sur les réseaux Rx et j l'index sur les réseaux Tx (équation 3.38). À chaque base, on va aussi associer un repère que l'on nomme respectivement Tx_j et Rx_i (équation 3.39). Leur origine correspond au premier patch du réseau et leurs directions à celles des vecteurs de la base orthonormée directe (figure 3.10).

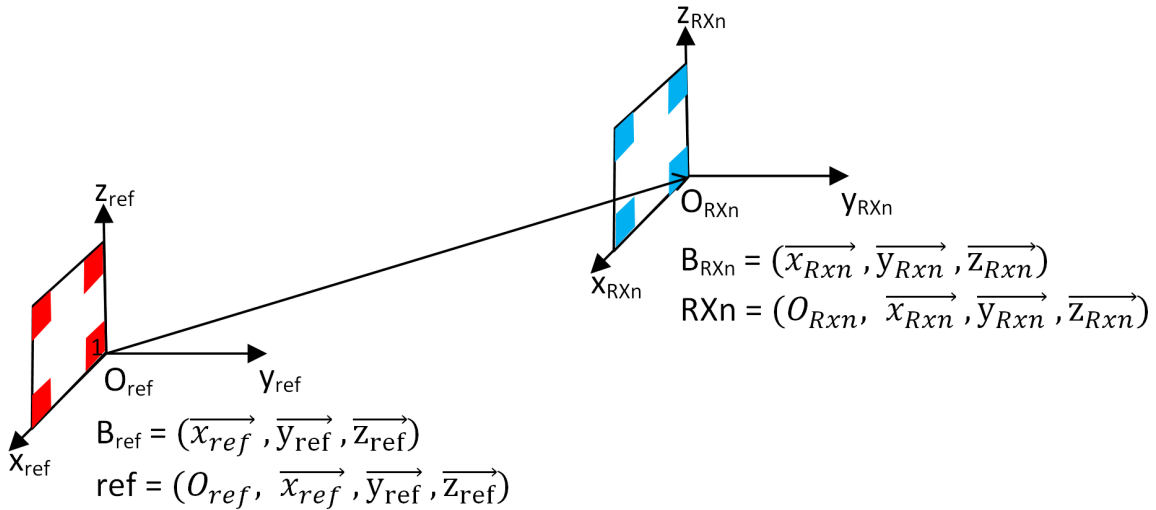


Figure 3.10 Schéma d'un système MIMO à 3 dimensions

$$\mathcal{B}_{Rx_i} = (\overrightarrow{x_{Rx_i}}, \overrightarrow{y_{Rx_i}}, \overrightarrow{z_{Rx_i}}) \text{ et } \mathcal{B}_{Tx_j} = (\overrightarrow{x_{Tx_j}}, \overrightarrow{y_{Tx_j}}, \overrightarrow{z_{Tx_j}}) \quad (3.38)$$

$$Rx_i = (O_{Rx_i}, \overrightarrow{x_{Rx_i}}, \overrightarrow{y_{Rx_i}}, \overrightarrow{z_{Rx_i}}) \text{ et } Tx_j = (O_{Tx_j}, \overrightarrow{x_{Tx_j}}, \overrightarrow{y_{Tx_j}}, \overrightarrow{z_{Tx_j}}) \quad (3.39)$$

La configuration de chaque réseaux de patches (figure 3.11) va être définie dans leur repère respectif à l'aide des matrices $M_{t_j|\mathcal{B}_{Tx_j}}$ et $M_{r_i|\mathcal{B}_{Rx_i}}$ où les colonnes correspondent aux coordonnées des patches dans leur repère respectif. On définit la base de référence $\mathcal{B}_{ref} = \mathcal{B}_{Tx_1}$ et le repère de référence $ref = Tx_1$.

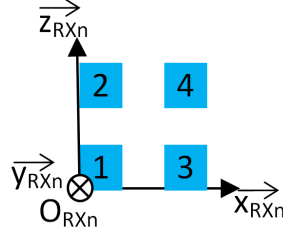


Figure 3.11 Schéma d'un réseau de patches à 2 dimensions

Localisation et orientation des réseaux de patches La localisation dans l'espace des repères associés à chaque réseau d'antennes Tx et Rx est donnée par :

- Les coordonnées cartésiennes de l'origine (x_o, y_o, z_o) de chaque repère Tx_j et Rx_i dans le repère de référence.
- Le triplet rotation $(\theta_x, \theta_y, \theta_z)$ qui donne l'orientation de la base associée à chaque réseau d'antennes Tx et Rx par rapport à la base \mathcal{B}_{ref} .

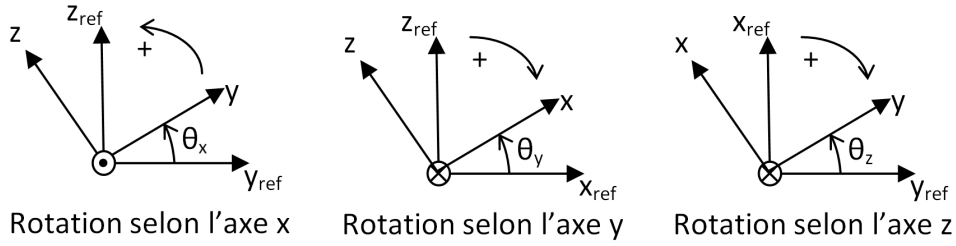


Figure 3.12 Schéma des différentes rotations

La figure 3.12 représente les différentes rotations avec :

- θ_x : la rotation suivant l'axe x_{ref}
- θ_y : la rotation suivant l'axe y_{ref}
- θ_z : la rotation suivant l'axe z_{ref}

La localisation complète de chaque repère associé à un réseau d'antennes est donnée dans le repère de référence grâce à 2 vecteurs (équation 3.40).

$$\begin{aligned} Tx_{j|ref} &= (\mathbf{d}_{t_j}, \boldsymbol{\theta}_{t_j}) \\ Rx_{i|ref} &= (\mathbf{d}_{r_i}, \boldsymbol{\theta}_{r_i}) \end{aligned} \quad (3.40)$$

avec :

$$\mathbf{d}_{t_j} = \begin{bmatrix} x_{O_{Tx_j}} \\ y_{O_{Tx_j}} \\ z_{O_{Tx_j}} \end{bmatrix} \quad \mathbf{d}_{r_i} = \begin{bmatrix} x_{O_{Rx_i}} \\ y_{O_{Rx_i}} \\ z_{O_{Rx_i}} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \boldsymbol{\theta}_{t_j} = \begin{bmatrix} \theta_{x_{Tx_j}} \\ \theta_{y_{Tx_j}} \\ \theta_{z_{Tx_j}} \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{\theta}_{r_i} = \begin{bmatrix} \theta_{x_{Rx_i}} \\ \theta_{y_{Rx_i}} \\ \theta_{z_{Rx_i}} \end{bmatrix}$$

Calcul de la géométrie complète du système Le calcul de la géométrie complète du système consiste à déterminer pour chaque couple (Rx_i, Tx_j) de réseaux d'antennes, les distances entre toutes les combinaisons possibles de leurs patchs. On va commencer par exprimer les coordonnées de tous les patchs dans le repère de référence. On va pour cela définir la matrice de passage de \mathcal{B}_{ref} à \mathcal{B}_{Rx_i} notée $P_{\mathcal{B}_{ref}}^{\mathcal{B}_{Rx_i}}$ et la matrice de passage de \mathcal{B}_{ref} à \mathcal{B}_{Tx_j} notée $P_{\mathcal{B}_{ref}}^{\mathcal{B}_{Tx_j}}$ (équation 3.41) qui permettent d'obtenir les coordonnées exprimées dans la base \mathcal{B}_{ref} à partir de celles exprimées dans les bases \mathcal{B}_{Rx_i} et \mathcal{B}_{Tx_j} .

$$\begin{aligned} P_{\mathcal{B}_{ref}}^{\mathcal{B}_{Rx_i}} &= R_x(\theta_{x_{Rx_i}}) R_y(\theta_{y_{Rx_i}}) R_z(\theta_{z_{Rx_i}}) \\ P_{\mathcal{B}_{ref}}^{\mathcal{B}_{Tx_j}} &= R_x(\theta_{x_{Tx_j}}) R_y(\theta_{y_{Tx_j}}) R_z(\theta_{z_{Tx_j}}) \end{aligned} \quad (3.41)$$

Comme les bases sont toutes orthonormées directes, les seules transformations possibles sont les rotations selon les 3 axes. On donne à l'équation 3.42 les matrices de rotations dont sont issues les matrices de passage.

$$\begin{aligned} R_x(\theta_x) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta_x) & -\sin(\theta_x) \\ 0 & \sin(\theta_x) & \cos(\theta_x) \end{bmatrix} \\ R_y(\theta_y) &= \begin{bmatrix} \cos(\theta_y) & 0 & \sin(\theta_y) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\theta_y) & 0 & \cos(\theta_y) \end{bmatrix} \\ R_z(\theta_z) &= \begin{bmatrix} \cos(\theta_z) & -\sin(\theta_z) & 0 \\ \sin(\theta_z) & \cos(\theta_z) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.42)$$

On peut alors obtenir les coordonnées exprimées dans la base \mathcal{B}_{ref} des patchs de chaque réseau en faisant le produit matriciel de la matrice de passage avec la matrice des coordonnées des patchs du réseau exprimées dans la base propre au réseau (équation 3.43).

$$\begin{aligned} M_{t_j|\mathcal{B}_{ref}} &= P_{\mathcal{B}_{ref}}^{\mathcal{B}_{Tx_j}} M_{t_j|\mathcal{B}_{Tx_j}} \\ M_{r_i|\mathcal{B}_{ref}} &= P_{\mathcal{B}_{ref}}^{\mathcal{B}_{Rx_i}} M_{r_i|\mathcal{B}_{Rx_i}} \end{aligned} \quad (3.43)$$

On obtient alors les coordonnées des patchs dans la base \mathcal{B}_{ref} que l'on peut écrire sous forme de vecteurs colonnes que l'on nomme $\mathbf{d}_{t_{j,l}}$ et $\mathbf{d}_{r_{i,k}}$ (équation 3.44) avec

- i l'indice qui identifie le réseau Rx
- k l'indice qui identifie le patch du réseau Rx
- j l'indice qui identifie le réseau Tx
- l l'indice qui identifie le patch du réseau Tx

Le vecteur $\mathbf{d}_{t_{j,l}}$ permet de passer de la position du premier patch du $j^{\text{ième}}$ réseau Tx au $l^{\text{ième}}$ patch du même réseau. De même, le vecteur $\mathbf{d}_{r_{i,k}}$ permet de passer de la position du premier patch du $i^{\text{ième}}$ réseau Rx au $k^{\text{ième}}$ patch du même réseau

$$\begin{aligned} M_{t_j|\mathcal{B}_{ref}} &= [\mathbf{d}_{t_{j,1}}, \dots, \mathbf{d}_{t_{j,n_{t_j}}}] \\ M_{r_i|\mathcal{B}_{ref}} &= [\mathbf{d}_{r_{i,1}}, \dots, \mathbf{d}_{r_{i,n_{r_i}}}] \end{aligned} \quad (3.44)$$

On peut alors obtenir les vecteurs $\mathbf{d}_{(i,k)(j,l)}$ qui permettent de passer de la position du $l^{\text{ième}}$ patch du $j^{\text{ième}}$ réseau Tx au $k^{\text{ième}}$ patch du $i^{\text{ième}}$ réseau Rx en faisant la somme vectorielle présentée à l'équation 3.45 et sur la figure 3.13.

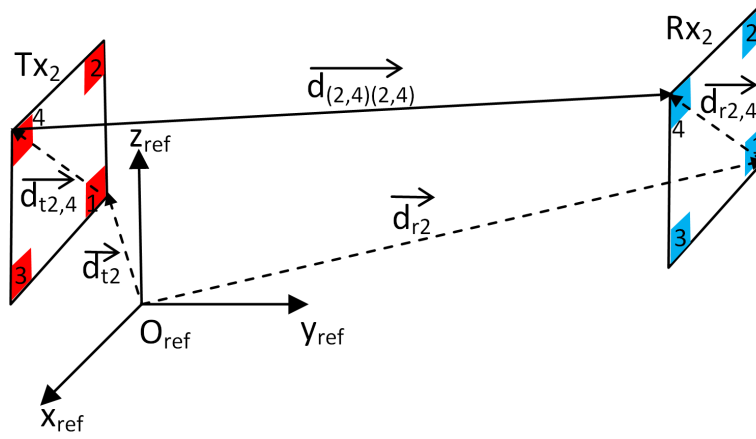


Figure 3.13 Somme vectorielle dans un système MIMO à 3 dimensions

$$\mathbf{d}_{(i,k)(j,l)} = -\mathbf{d}_{t_{j,l}} - \mathbf{d}_{t_j} + \mathbf{d}_{r_i} + \mathbf{d}_{r_{i,k}} \quad (3.45)$$

Il ne reste plus qu'à prendre la norme de ces vecteurs pour obtenir les distances $d_{(i,k)(j,l)}$ entre les différents patchs (équation 3.46).

$$d_{(i,k)(j,l)} = \|\mathbf{d}_{(i,k)(j,l)}\| \quad (3.46)$$

Formulation mathématique du canal MIMO On va utiliser les distances calculées précédemment (équation 3.46) pour construire les canaux h_{ij}

On va commencer par calculer l'atténuation due au parcours en espace libre (équation 3.47) à partir de la formule de Friis (équation 2.1). Les gains à cette étape valent 1, puisque l'on considère des patchs isotropiques.

$$a_{(i,k)(j,l)} = \frac{1}{4\pi d_{(i,k)(j,l)}} \quad (3.47)$$

La phase est évaluée directement à partir des distances $d_{(i,k)(j,l)}$ (équation 3.48)

$$p_{(i,k)(j,l)} = e^{-j2\pi d_{(i,k)(j,l)}} \quad (3.48)$$

Pour les mêmes raisons qu'à la section 3.2, on va sommer l'atténuation et la phase des signaux issus des patchs des réseau Tx_j et Rx_i pour obtenir la formulation mathématique des canaux h_{ij} (équation 3.49).

$$h_{ij} = \sum_{k=1}^{n_{r_i}} \sum_{l=1}^{n_{t_j}} a_{(i,k)(j,l)} p_{(i,k)(j,l)} \quad (3.49)$$

Les canaux h_{ij} étant indépendants les uns des autres, on peut assembler la matrice H du canal (équation 3.50).

$$H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

CHAPITRE 4

ETUDE PARAMETRIQUE ET SIMULATIONS

Objectifs Dans cette partie, on va exploiter les modèles définis au Chapitre 3 pour analyser l'influence de certains paramètres du système comme le nombre de patchs dans les réseaux ou l'espacement entre les différents réseaux, sur les éléments diagonaux et non diagonaux de la matrice du canal, ainsi que sur son conditionnement. Cette étude paramétrique doit permettre d'identifier les paramètres qui permettent d'agir sur l'orthogonalité de la matrice H du canal afin de se rapprocher d'une matrice diagonale comme on le faisait avec la méthode de traitement du signal utilisant la technique SVD. D'autre part, on veut aussi trouver les paramètres du système permettant d'agir sur le conditionnement de la matrice H qui est directement lié à la capacité théorique du système.

Dans un second temps, on va utiliser les paramètres pertinents identifiés grâce à l'étude paramétrique pour réaliser plusieurs séries de simulations visant à obtenir des résultats plus objectifs des performances du système en fonction de l'évolution de ces paramètres.

Finalement, on va évaluer l'impact de l'ajout de certaines techniques de traitement numérique du signal en reprenant les mêmes simulations sur les systèmes utilisés précédemment auxquels sera ajouté un traitement numérique au récepteur seulement.

Hypothèses Les hypothèses sont les mêmes que celles présentées au Chapitre 3, auxquelles viennent s'ajouter les paramètres et les contraintes de chaque simulation qui seront décrits individuellement pour chaque simulation présentée. Afin de pouvoir mettre en exergue les résultats des différentes simulations, seul un paramètre bien identifié ne variera à la fois. Tous les autres étant fixés à des valeurs de référence qui resteront les mêmes pour toutes les simulations ; pour ne pas biaiser l'interprétation des résultats.

Méthodologie La méthodologie mise en œuvre doit permettre l'identification et l'évaluation des paramètres et des techniques de traitement numérique du signal permettant d'obtenir une matrice du canal H quasi orthogonale et bien conditionnée. Ce sont les conditions nécessaires pour pouvoir exploiter le MIMO et bénéficier de ses avantages. À savoir, un gain de degré de liberté qui se traduit par une augmentation de la capacité du système ou bien un gain de diversité qui va se traduire par une augmentation de la fiabilité du système.

Pour atteindre ces objectifs, on va considérer plusieurs grandes étapes successives qui vont permettre de partir du cas le plus général qui ne fait intervenir que les modèles mathématiques

du système pour finir avec le modèle intégrant les différentes mesures des réseaux de patches. On a choisi cette méthodologie pour pouvoir identifier et analyser l'impact des paramètres pertinents avant même d'avoir les premiers prototypes d'antennes et leurs mesures.

Étude paramétrique Dans cette étude, nous allons nous intéresser aux différents paramètres physiques du système comme la configuration des réseaux de patches, les distances de séparation entre les antennes ainsi que leur orientation. On va utiliser le modèle mathématique du système MIMO à 2 dimensions présenté à la section 3.2 pour étudier l'impact de chaque paramètre pris indépendamment sur le reste du système. Pour cette raison, seul un paramètre sera étudié à la fois, le reste des paramètres étant fixés à des valeurs de référence. L'évaluation de l'impact de chaque variable sur le système sera évaluée en analysant le poids des éléments diagonaux et non diagonaux de la matrice du canal, puis en regardant le rapport de ces deux poids. Le poids est défini comme étant la moyenne du module des éléments élevés au carré.

D'autre part, pour qualifier la qualité des canaux on observera le conditionnement de la matrice H . Puis les résultats seront interprétés avec l'analyse de la capacité théorique maximale (cf. section 2.2), de la séparation angulaire des réseaux de patches et de la résolution angulaire des réseaux de patches [1].

Simulation de Monte-Carlo Pour valider les observations faites dans l'analyse paramétrique sur l'impact des différentes variables sur le système, on va effectuer des simulations de Monte-Carlo pour simuler la transmission d'une grande quantité d'informations à travers les canaux qui ont été modélisés grâce au modèle mathématique du système MIMO à 2 dimensions lors de l'étude paramétrique. On va utiliser Monte-Carlo pour prendre en considération le bruit additif gaussien qui vient s'ajouter aux signaux reçus à chaque antenne de réception. Ce bruit n'étant pas déterministe, il doit être modélisé par des variables aléatoires gaussiennes indépendantes. Chacune de ces variables aléatoires sera ensuite additionnée à un seul signal reçu à une antenne. De plus, il faut aussi considérer les interférences issues des signaux émis par les autres réseaux antennes d'émission qui sont considérées comme des variables aléatoires uniformes puisque les symboles de la modulation sont équiprobables (cf. figure 4.1).

En considérant un très grand nombre de symboles à transmettre à travers un canal stationnaire dont on a choisi les paramètres, on peut obtenir le taux d'erreur binaire de la transmission avec une erreur bornée par une borne supérieure qui dépend de la variance des signaux reçus et du nombre de symboles (échantillons) envoyés N_{ech} .

En utilisant le même protocole et les mêmes paramètres utilisés lors de l'étude paramé-

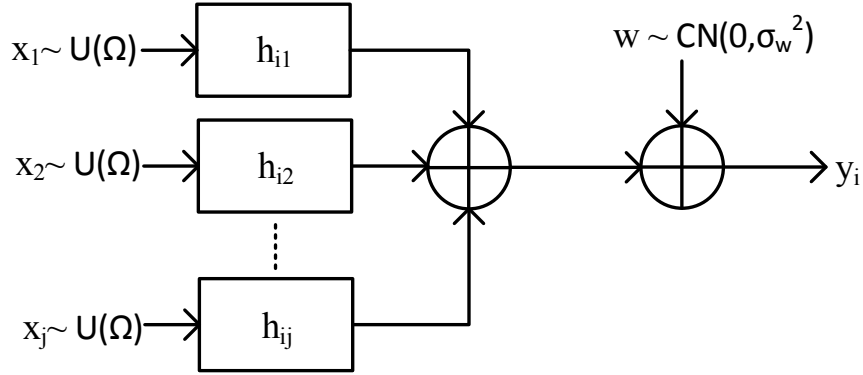


Figure 4.1 Représentation du signal reçu y_i dans un système MIMO sous forme d'une somme de variables aléatoires

trique, on va ainsi pouvoir obtenir l'évolution du taux d'erreur binaire BER en fonction de chaque paramètre. Bien évidemment le processus va être très long puisqu'il faut simuler la transmission d'au moins 10^6 échantillons pour pouvoir étudier des taux d'erreur par symbole pouvant descendre jusqu'à 10^{-6} . On fixera la puissance du bruit additif gaussien (sa variance) de manière à observer un BER non nul sur la plus grande plage de variation du paramètre possible.

Pour obtenir un scénario, c'est-à-dire l'évolution du BER en fonction de la variation d'un paramètre, il est nécessaire de faire une simulation complète pour chaque changement du paramètre entre une valeur minimale et une valeur maximale en considérant un pas suffisamment fin pour avoir une résolution permettant d'observer les variations pertinentes du BER. Pour certaines distances, des variations de l'ordre du dixième de millimètre peuvent impliquer de grandes variations du BER à cause des changements rapides de phase, puisqu'on est dans l'ordre de grandeur de la longueur d'onde. Par conséquent, lorsqu'un scénario demande trop de points (pour le paramètre à faire varier) afin de pouvoir observer à la fois l'effet macroscopique et microscopique, on découpera l'étude du paramètre en deux scénarios. Un scénario macroscopique qui étudiera l'évolution du BER sur une large plage de variation du paramètre mais avec un pas grossier. Et un scénario microscopique qui fera la même chose sur une plage très réduite mais avec un pas très fin.

L'ensemble des simulations va être effectué dans un premier temps en utilisant le modèle mathématique des réseaux de patches (cf. section 3.1). Les scénarios les plus intéressants seront ensuite repris en utilisant cette fois ci les mesures des prototypes (cf. section 3.2.1), et seront comparés aux scénarios analogues utilisant le modèle mathématique.

4.1 Étude paramétrique

L'étude paramétrique peut se scinder en deux grandes parties : L'étude des paramètres propres à la configuration des réseaux de patches et celle des paramètres propres au système MIMO à un niveau macroscopique.

4.1.1 Étude du nombre de patches dans les réseaux

Pour simplifier l'étude on ne va s'intéresser qu'aux réseaux de patches à une dimension, c'est-à-dire que les patches sont tous alignés suivant une droite (cf. figure 3.4). L'analyse pourra ensuite être extrapolée aux réseaux de patches à deux dimensions. Ce choix de limiter l'analyse aux réseaux à une dimension vient aussi du fait que les prototypes de réseaux de patches développés à l'INRS doivent respecter la contrainte de tenir sur un substrat d'environ 2.54 cm^2 qui contiendra aussi tout le récepteur (six-ports, amplificateur faible bruit, etc.). Cette contrainte permet d'intégrer jusqu'à huit patches alignés.

On va utiliser la forme simplifiée de la signature spatiale \mathbf{e} d'un réseau de patches présentée à l'équation 3.13.

$$\mathbf{e}(\Delta, \phi_1) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j2\pi\delta_2} \\ \vdots \\ e^{-j2\pi\delta_k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j2\pi\Delta \cos(\phi_1)} \\ \vdots \\ e^{-j2\pi(k-1)\Delta \cos(\phi_1)} \end{bmatrix}$$

Pour calculer le diagramme de rayonnement obtenu lorsque les signaux issus des k patches sont sommés avec leur phase originale, cela revient à calculer le produit scalaire hermitien de $\mathbf{e}(\phi)$ avec $\mathbf{e}(\frac{\pi}{2})$ et de prendre la valeur absolue du résultat (cf. équation 3.22).

$$f(\phi) = \left| \mathbf{e} \left(\frac{\pi}{2} \right)^H \mathbf{e}(\phi) \right| = \left| \frac{1 - e^{-j2\pi k \Delta \cos(\phi)}}{1 - e^{-j2\pi \Delta \cos(\phi)}} \right|$$

Hypothèses On va fixer la distance entre les patches Δ et faire varier l'angle d'arrivée ϕ pour pouvoir obtenir le diagramme de rayonnement normalisé en gain. On va ensuite comparer les diagrammes obtenus pour un réseau à 2, 4, 8 et 16 patches distancés de $\frac{\lambda_c}{2}$

- Patches isotropiques dans le demi-espace délimité par le plan du substrat
- Les signaux des patches sont sommés sans ajouter de déphasage
- Nombre de patches $k = \{2, 4, 8, 16\}$
- Distance inter-patch $\Delta = \frac{1}{2}\lambda_c$
- Angle d'arrivée $\phi \in [0, \pi]$ avec un pas de $\frac{\pi}{1000}$

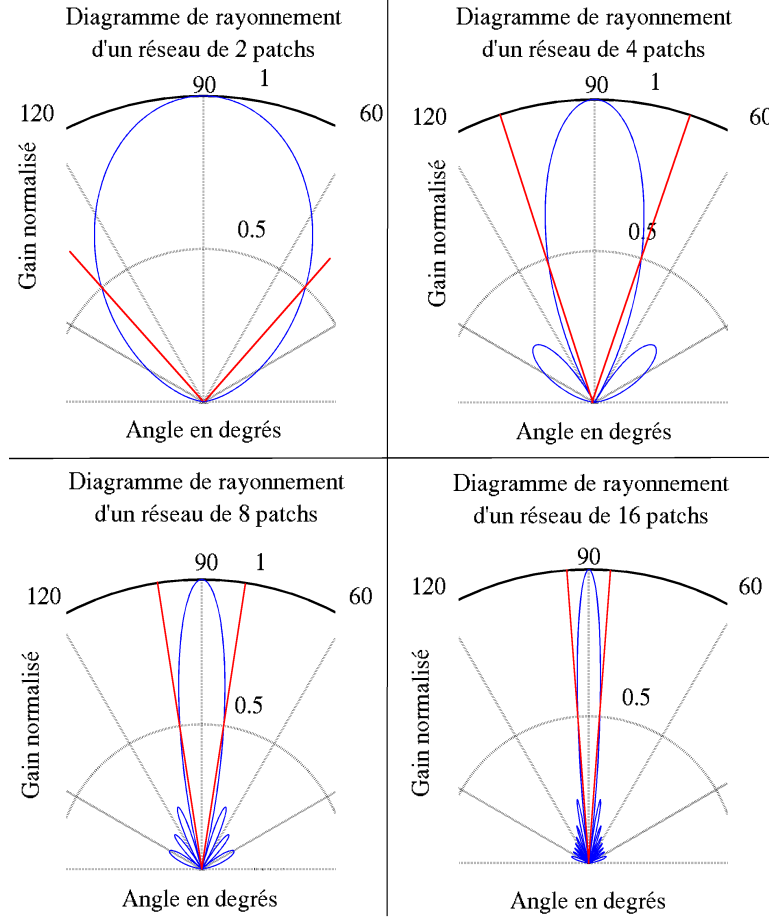


Figure 4.2 Diagrammes de rayonnement normalisés fonction du nombre de patchs

Observations Le nombre de patchs dans un réseau permet d'une part d'augmenter la directivité puisqu'on observe sur la figure 4.2 un lobe principal dont l'ouverture à 3 dB diminue avec l'augmentation du nombre de patchs (cf. tableau 4.1).

On définit l'ouverture à 3 dB comme étant l'angle maximum du lobe principal qui garantit au moins la moitié du gain maximum (qui est atteint lorsque l'angle d'arrivée $\phi = 90^\circ$). L'ouverture à 3 dB est représentée par les lignes rouges sur la figure 4.2.

D'autre part, le gain maximum qui est observé sur le lobe principal double à chaque fois que l'on double le nombre de patchs dans le réseau. Cette augmentation du gain dans la direction orthogonale au plan du substrat s'accompagne d'une augmentation du nombre de lobes secondaires dont le gain est au moins inférieur de moitié à celui du lobe principal.

Tableau 4.1 Tableau des diagrammes de rayonnement en fonction du nombre de patches k

# patches	Gain du lobe principal	Ouverture à 3 dB	Gain normalisé du 1 ^{er} lobe secondaire	# lobes secondaires
2	3 dB	84°		0
4	6 dB	36°	-5.65 dB	2
8	9 dB	17°	-6.40 dB	6
16	12 dB	9°	-6.60 dB	14

Analyse L'augmentation du gain est directement liée à l'augmentation de la directivité car les réseaux d'antennes patches sont des éléments dits passifs. Par conséquent, ils ne peuvent apporter plus d'énergie qu'ils n'en reçoivent. C'est donc l'augmentation de la directivité dans la direction orthogonale au plan du substrat, au dépend des autres directions qui permet d'augmenter le gain maximal dans la direction orthogonale, au dépend des autres directions qui voient leur gain diminuer de manière à ce que l'énergie totale transmise reste la même que celle transmise par une antenne isotropique.

Ce phénomène vient du fait que chaque patch est séparé d'une distance Δ de son homologue le plus proche. Ce qui vient introduire un déphasage $e^{-j2\pi\Delta\cos(\phi)}$ entre les signaux reçus aux différents patches. Ces signaux restent cependant très corrélés du fait de la très faible distance Δ . Ils sont seulement décalés dans le temps de $\frac{\Delta\cos(\phi)}{f_c}$ secondes. Comme les signaux issus des différents patches sont sommés vectoriellement sans que leur phase soit corrigée, on va avoir des signaux dits constructifs et destructifs dépendamment de leur angle d'arrivée ϕ . Si la distance entre la source du signal et le réseau de patches est très grande devant Δ , on peut considérer que les signaux issus d'une même source arrivent parallèlement aux patches du réseau. Par conséquent, le gain est maximum lorsque les signaux sont en phase, c'est-à-dire lorsque l'angle d'arrivée $\phi = \frac{\pi}{2}$.

Les lobes On identifie deux types de lobes : les lobes principaux et les lobes secondaires. C'est le phénomène des signaux constructifs et destructifs qui est la cause directe de la formation des différents lobes dont le nombre est proportionnel au nombre de patches k . Le lobe principal est celui qui a le gain maximum du réseau de patches. Il est donc centré sur l'angle d'arrivée $\phi = \frac{\pi}{2}$. Si on reprend l'équation 3.22

$$f(\phi) = \left| \frac{1 - e^{-j2\pi k\Delta\cos(\phi)}}{1 - e^{-j2\pi\Delta\cos(\phi)}} \right|$$

et que l'on pose $\Omega = \cos(\phi)$, et que l'on simplifie. On obtient alors l'équation 4.1.

$$f(\Omega) = \left| \frac{\sin(\pi k \Delta \Omega)}{k \sin(\pi \Delta \Omega)} \right| \quad (4.1)$$

On vérifie bien que lorsque $\phi = \frac{\pi}{2}$ ($\Omega = 0$), le gain vaut 1 comme le montre le calcul de limite de l'équation 4.2

$$\lim_{\Omega \rightarrow 0} f(\Omega) = \left| \frac{\sin(\pi k \Delta \Omega)}{k \sin(\pi \Delta \Omega)} \right| = \left| \frac{\pi k \Delta \cos(0)}{\pi k \Delta \cos(0)} \right| = 1 \quad (4.2)$$

Seulement, toute la puissance n'est pas contenue dans le lobe principal, c'est pourquoi on observe des lobes secondaires qui apparaissent à chaque fois que la fonction $f(\Omega)$ s'annule plus de deux fois. Les deux premières annulations correspondent au lobe principal, et chaque annulation supplémentaire correspond à la formation d'un lobe secondaire qui est pourvu d'un maximum local toujours inférieur à celui du lobe principal.

Pour calculer les angles d'arrivée pour lesquels le gain s'annule, on résout $f(\Omega) = 0$ sachant que $\Omega \in [-1, 1]$ (cf. Équation 4.3)

$$\begin{aligned} \sin(\pi k \Delta \Omega) = 0 &\Leftrightarrow \pi k \Delta \Omega = n\pi \text{ avec } n \in \mathbb{Q}^* \\ &\Leftrightarrow \Omega = \frac{n}{k\Delta} \text{ avec } |n| \leq k\Delta \text{ car } \Omega \in [-1, 1] \end{aligned} \quad (4.3)$$

Le nombre de solutions est toujours pair et vaut $2\lfloor k\Delta \rfloor$. Les solutions sont symétriques par rapport à $\Omega = 0$. La position du lobe principal est comprise entre $\Omega \in [-\frac{1}{k\Delta}, \frac{1}{k\Delta}]$ et sa largeur (distance entre les deux annulations de gain) vaut $\frac{2}{k\Delta}$.

Pour obtenir les maxima locaux de chaque lobe secondaire, il faut résoudre l'équation 4.4

$$f'(\Omega) = \frac{df(\Omega)}{d\Omega} = \frac{k \cos(k\pi \Delta \Omega) \sin(\pi \Delta \Omega) - \sin(k\pi \Delta \Omega) \cos(\pi \Delta \Omega)}{\sin^2(\pi \Delta \Omega)} = 0 \quad (4.4)$$

En utilisant la formule de Moivre (cf. équation 4.5)

$$(\cos(x) + i \sin(x))^k = \cos(kx) + i \sin(kx) = \sum_{p=0}^k \binom{k}{p} \cos^{k-p}(x) i^p \sin^p(x) \quad (4.5)$$

On obtient par identification $\cos(kx)$ et $\sin(kx)$ (cf. équations 4.6 et 4.7)

$$\cos(kx) = \sum_{p=0}^{\lfloor \frac{k}{2} \rfloor} \binom{k}{2p} (-1)^p \cos^{k-2p}(x) \sin^{2p}(x) \quad (4.6)$$

$$\sin(kx) = \sum_{p=0}^{\lceil \frac{k}{2} \rceil - 1} \binom{k}{2p+1} (-1)^p \cos^{k-(2p+1)}(x) \sin^{2p+1}(x) \quad (4.7)$$

En posant $X = \cos(\pi\Delta\Omega)$ et en substituant les équations 4.6 et 4.7 dans le numérateur de l'équation 4.4, on obtient l'équation 4.8 qui est un polynôme de Tchebychev de degré k .

$$k \sum_{p=0}^{\lfloor \frac{k}{2} \rfloor} \binom{k}{2p} (-1)^p X^{k-2p} (1 - X^2)^{p+\frac{1}{2}} - \sum_{p=0}^{\lceil \frac{k}{2} \rceil - 1} \binom{k}{2p+1} (-1)^p X^{k-2p} (1 - X^2)^{p+\frac{1}{2}} = 0 \quad (4.8)$$

La résolution algébrique de cette équation dépend de k qui est l'ordre de l'équation. On devra donc utiliser des méthodes numériques pour résoudre cette équation lorsque $k \geq 3$.

Limites de l'étude Cette étude permet seulement d'observer sur un cas d'étude simple, l'impact de l'augmentation du nombre de patches dans un réseau sur le diagramme de rayonnement du réseau de patches. Le modèle utilisé ne permet en aucun cas de modéliser fidèlement les prototypes pour plusieurs raisons :

- L'utilisation de patches isotropiques idéaux est une approximation car il est impossible de concevoir des patches idéaux.
- On ne prend pas en considération les différentes pertes intrinsèques à la conception des réseaux. Entre autres, les pertes dues aux mauvaises adaptations d'impédance, les pertes par effet Joule, etc.

Par conséquent, les observations qualitatives peuvent être utilisées pour la conception de réseaux de patches à fort gain avec une bonne directivité mais l'analyse quantitative ne peut pas être utilisée pour obtenir les caractéristiques exactes du diagramme de rayonnement. Il faudra effectuer des simulations numériques par éléments finis, ou bien effectuer des mesures directes sur les prototypes.

4.1.2 Étude de la distance de séparation des patchs dans les réseaux

On va s'intéresser à l'espacement entre les patchs d'un réseau, qui est responsable du déphasage entre les signaux reçus, issus des différents patchs. Le but étant de déterminer l'influence de ce paramètre sur les lobes du diagramme de rayonnement,

Hypothèses On va fixer le nombre de patchs k et faire varier l'angle d'arrivée ϕ pour obtenir le diagramme de rayonnement normalisé en gain. On va ensuite comparer les diagrammes obtenus pour un réseau de 8 patchs distancés de $\frac{1}{16}\lambda_c$, $\frac{1}{8}\lambda_c$, $\frac{1}{4}\lambda_c$, $\frac{1}{2}\lambda_c$, $1\lambda_c$ et $2\lambda_c$.

- Patchs isotropiques dans le demi-espace délimité par le plan du substrat
- Les signaux des patchs sont sommés sans ajouter de déphasages
- Nombre de patchs $k = 8$
- Distance inter-patch $\Delta = \{\frac{1}{16}, \frac{1}{8}, \frac{1}{4}, \frac{1}{2}, 1, 2\}\lambda_c$
- Angle d'arrivée $\phi \in [0, \pi]$ avec un pas de $\frac{\pi}{1000}$

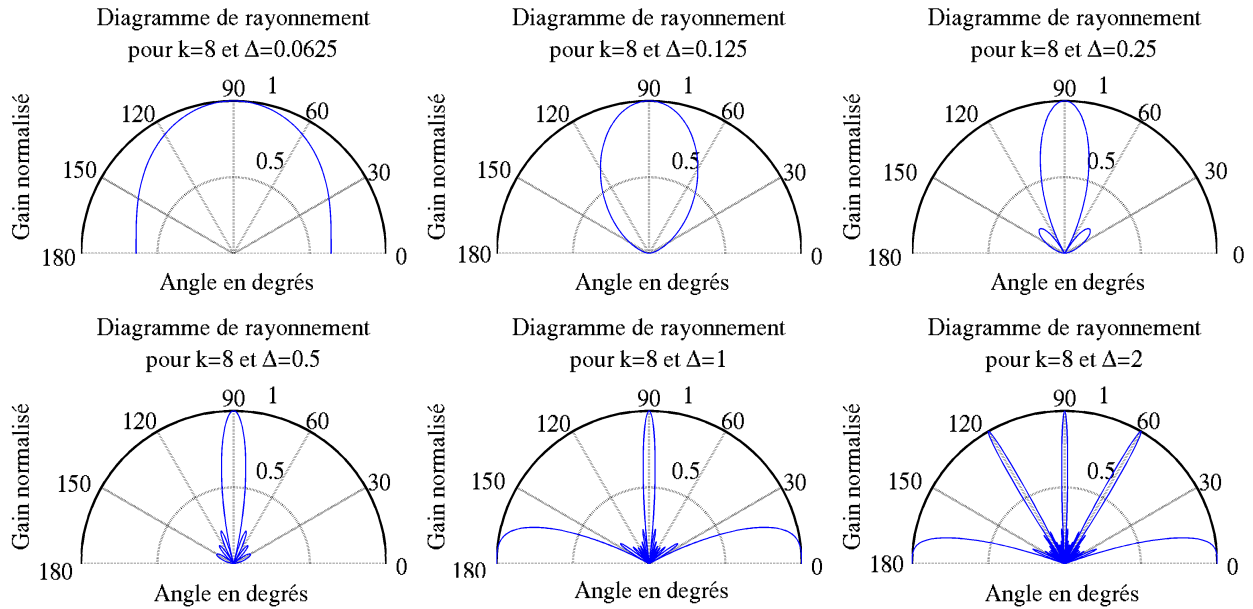


Figure 4.3 Diagrammes de rayonnement normalisés pour $k = 8$ fonction de Δ

Observations À nombre de patchs constant, la distance inter-patch n'agit pas sur le gain maximum du réseau. En revanche, elle agit sur la largeur du lobe principal en $\frac{\pi}{2}$ ainsi que sur le nombre de lobes principaux et secondaires, comme on peut le voir sur la figure 4.3.

Tableau 4.2 Tableau des diagrammes de rayonnement en fonction de la distance Δ

Δ	$k\Delta$	Ouverture à 3 dB du lobe principal en $\pi/2$	# lobes principaux	# lobes secondaires
1/16	1/2	180°	1 ($\pi/2$)	0
1/8	1	75°	1 ($\pi/2$)	0
1/4	2	35°	1 ($\pi/2$)	2
1/2	4	17°	1 ($\pi/2$)	6
1	8	9°	3 (0, $\pi/2$ et π)	12
2	16	4°	5 (0, $\pi/3$, $\pi/2$, $2\pi/3$ et π)	24

Pour résumer (cf. tableau 4.2) :

- Pour $\Delta \leq \frac{1}{2}$ on observe un seul lobe principal dont la largeur décroît lorsque Δ augmente puisque la longueur totale du réseau augmente. Le nombre de lobes secondaires lui augmente avec l'augmentation de Δ .
- Pour $\Delta > \frac{1}{2}$ on observe l'augmentation du nombre de lobes principaux qui s'accompagne toujours de la diminution de la largeur des lobes lorsque Δ augmente. Le nombre de lobes secondaires continue d'augmenter avec Δ .

Analyse Le nombre de lobes principaux s'explique de par la périodicité de l'équation 4.1 qui représente le gain en fonction de l'angle d'arrivée. On considère qu'il y a un lobe principal à chaque fois que $f(\Omega)$ atteint son maximum égale à 1. La fonction sinus étant 2π périodique et $\Omega \in [-1, 1]$, il en résulte que :

- si $\Delta \leq \frac{1}{2}$: le maximum de la fonction $f(\Omega)$ n'est atteint qu'une seule fois pour $\Omega = 0 \Rightarrow$ Il n'y a qu'un seul lobe principal.
- si $\Delta > \frac{1}{2}$: le maximum de la fonction $f(\Omega)$ est atteint plus d'une fois. Pour $\Omega = \frac{n}{\Delta}$ avec $n \in \mathbb{Q} \Rightarrow$ Il y a plus d'un lobe principal.

Limites de l'étude Identique à l'étude précédente.

Conclusion Pour faire du MIMO on va chercher d'une part à maximiser le gain dans une unique direction pour que l'antenne de réception correspondante reçoive le maximum de puissance. D'autre part, on veut minimiser le gain dans toutes les autres directions pour minimiser les interférences dues aux autres antennes. Par conséquent, il faut choisir une valeur de Δ pour n'avoir qu'un seul lobe principal avec l'ouverture la plus faible possible.

4.1.3 Étude de l'ajout d'un déphasage Ω_0 entre les patches d'un réseau

On va s'intéresser à l'ajout d'un déphasage entre les signaux issus des différents patches avant de les sommer. Le but étant de déterminer l'influence de ce paramètre de phase sur les lobes du diagramme de rayonnement.

Hypothèses On fixe le nombre de patches k ainsi que la distance Δ de manière à avoir un gain maximum et un nombre de lobes constants. On construit ensuite les diagrammes de rayonnement normalisés en gain pour différentes valeurs de déphasage $\Omega_0 = \cos(\phi_0)$.

- Patches isotropiques dans le demi-espace délimité par le plan du substrat
- Les signaux des patches sont déphasés de Ω_0 avant d'être sommés avec $\Omega_0 = \frac{n}{k\Delta}$ pour $n \in \{-3, -2, -1, 1, 2, 3\}$.
- Nombre de patches $k = 8$.
- Distance inter patches $\Delta = \frac{1}{2}\lambda_c$, pour n'avoir qu'un seul lobe principal.
- Angle d'arrivée $\phi \in [0, \pi]$ avec un pas de $\frac{\pi}{1000}$.

On utilise l'équation 4.9 pour calculer le diagramme de rayonnement obtenu pour différentes valeurs de Ω_0 .

$$f(\Omega, \Omega_0) = \left| \frac{\sin(\pi k \Delta (\Omega - \Omega_0))}{k \sin(\pi \Delta (\Omega - \Omega_0))} \right| \text{ avec } \Omega = \cos(\phi) \text{ et } \Omega_0 = \cos(\phi_0) \quad (4.9)$$

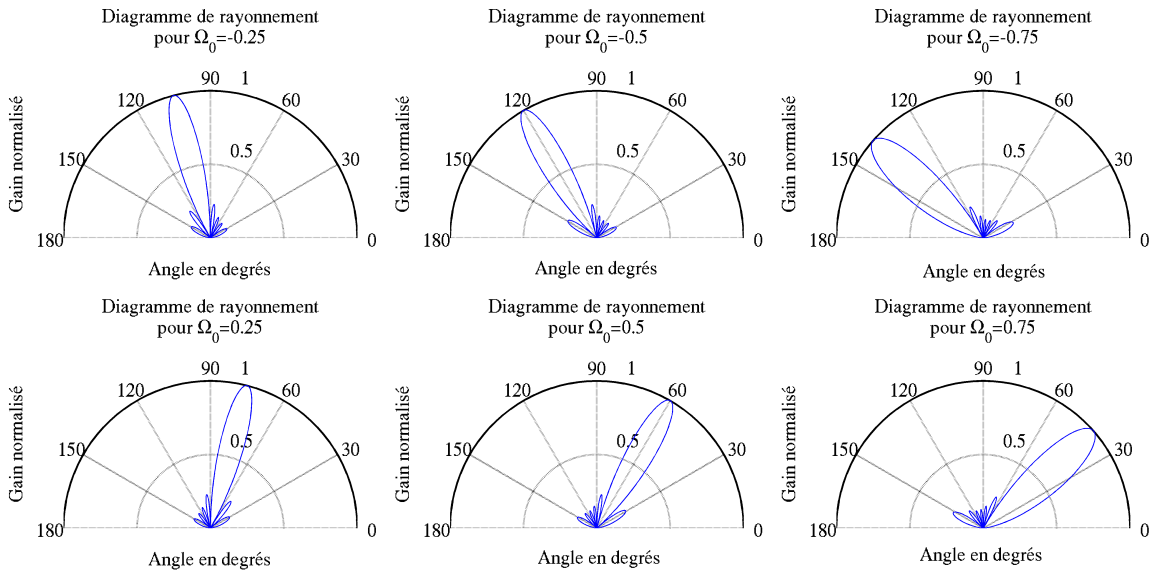


Figure 4.4 Diagrammes de rayonnement normalisés pour $k = 8$ et $\Delta = \frac{1}{2}$ en fonction de Ω_0

Observations On observe que la modification du déphasage Ω_0 entre les signaux issus des patchs permet d'orienter ce lobe dans une direction particulière qui correspond à l'angle $\cos^{-1}(\Omega_0)$, comme on peut le voir sur la figure 4.4. L'ouverture à 3 dB du lobe principal s'élargit au fur et à mesure que l'on s'éloigne de $\Omega_0 = 0$ comme le montre le tableau 4.3 qui résume les propriétés des diagrammes de rayonnement.

Tableau 4.3 Tableau des diagrammes de rayonnement en fonction du déphasage Ω_0

Ω_0	Ouverture à 3 dB du lobe principal	Direction du lobe principal	# lobes secondaires
-3/4	28°	138.6°	6
-1/2	20°	120°	6
-1/4	18°	104.5°	6
0	17°	90°	6
1/4	18°	75.5°	6
1/2	20°	60°	6
1/4	28°	41.4°	6

Analyse Le fait d'ajouter un déphasage Ω_0 entre les signaux reçus aux différents patchs permet d'aligner la phase des signaux arrivant avec l'angle d'arrivée $\phi = \phi_0$, de manière à ce qu'ils soient tous en phase. Cela se traduit par l'orientation du lobe principal suivant la direction du cosinus directionnel Ω_0 .

On obtient aussi de l'information supplémentaire puisqu'on est capable de résoudre plusieurs trajets dépendamment de leur angle d'arrivée. La résolution avec laquelle on peut résoudre les trajets arrivant selon différents angles dépend du nombre de signatures spatiales indépendantes. Comme \mathbf{e} est un vecteur de k éléments, on peut avoir au plus k vecteurs indépendants qui forment une base orthogonale. Sachant que :

$$\mathbb{R} \mapsto \mathbb{U}^4 \text{ avec } \mathbb{U} = \{e^{i\phi}, \phi \in [0, 2\pi]\} \quad (4.10)$$

$$\Omega \rightarrow \mathbf{e}(\Omega) \text{ avec } \Omega = \cos(\phi) \Rightarrow \Omega \in [-1, 1] \quad (4.11)$$

et que $\mathbf{e}(\Omega)$ est une fonction périodique de période égale à 2, alors on a $\mathbf{e}^\Omega = \mathbf{e}^{\Omega+2n}$ avec $n \in \mathbb{Q}$. Si on choisit $\Omega_0 = \frac{n}{k\Delta}$ avec $n \in \mathbb{Q}$ (des multiples de la largeur du lobe principal), on obtient la base orthogonale \mathcal{B}_{ortho} (cf. équation 4.12) qui vérifie la propriété d'orthogonalité $\det(\mathcal{B}_{ortho}) \neq 0$.

$$\mathcal{B}_{ortho} = \left\{ \mathbf{e}\left(\frac{0}{k\Delta}\right), \mathbf{e}\left(\frac{1}{k\Delta}\right), \dots, \mathbf{e}\left(\frac{k-1}{k\Delta}\right) \right\} \quad (4.12)$$

Si on trace les diagrammes de rayonnement obtenus pour ces signatures spatiales, on obtient qu'elles s'annulent pour tous les multiples de $\frac{n}{k\Delta}$ avec $n \in \mathbb{Q}$, excepté pour la valeur de Ω_0 où le gain est maximal (direction du lobe principal). Ceci est illustré dans la figure 4.5 qui représente les diagrammes de rayonnement en coordonnées cartésiennes pour certaines valeurs de Ω_0 . Les diagrammes de rayonnement d'une base complète d'un réseau de 8 et 16 patches sont présentés en annexe C et D.

Cette propriété permet de recevoir et d'envoyer des signaux dans n'importe quelle direction en ayant accès qu'aux signaux de k directions différentes, pourvu que ces directions soient distantes de $\frac{n}{k\Delta}$ avec $n \in \mathbb{Q}$. Ce qui garantie leur orthogonalité. Bien entendu, il faut que $\Delta \leq 0.5$ pour que la périodicité de 2 soit garantie.

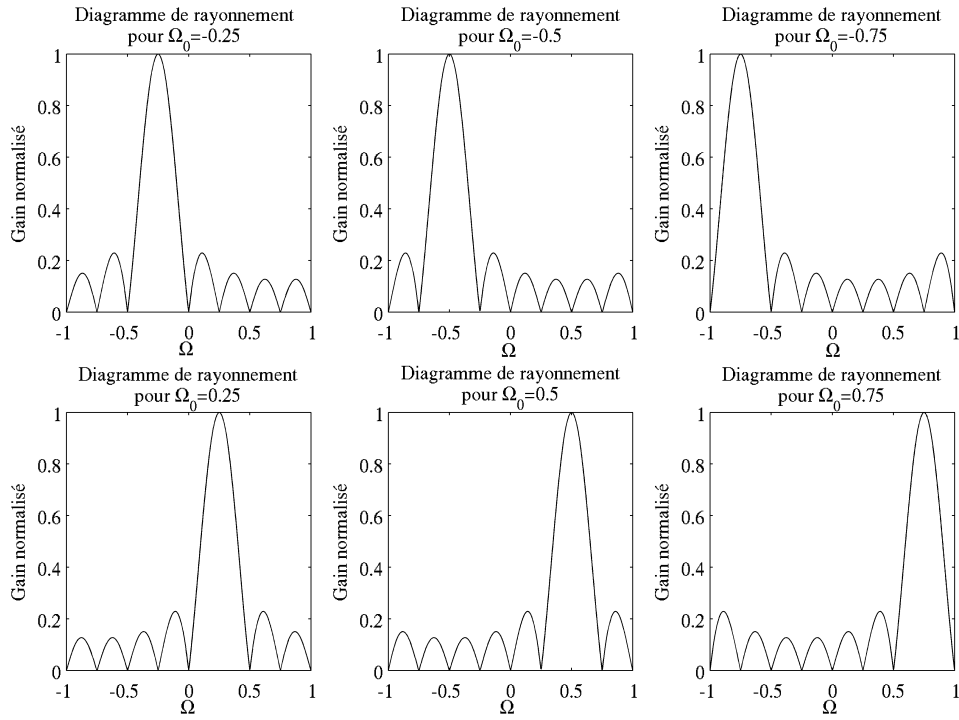


Figure 4.5 Diagrammes de rayonnement normalisés pour $k = 8$ et $\Delta = \frac{1}{2}$ en fonction de Ω_0

Conclusion Cette technique d'orientation du lobe ("Beamforming") permet, lorsque le lobe est suffisamment étroit, de maximiser la réception des signaux issus de l'antenne Tx désirée, tout en minimisant ceux issus des autres antennes Tx (considérés comme des interférences). Avec des lobes suffisamment étroits et bien orientés dans un système MIMO, on peut obtenir des canaux quasi orthogonaux sans avoir à utiliser la technique de traitement des signaux SVD qui permet de diagonaliser la matrice du canal H .

4.1.4 Étude de la distance de séparation entre les antennes

Après s'être intéressé à l'influence des paramètres de configuration des réseaux de patches, on s'intéresse maintenant aux paramètres des systèmes à plusieurs antennes. À commencer par la distance de séparation entre les réseaux de patches que l'on va assimiler à leurs antennes équivalentes pour simplifier l'étude.

Protocole On fixe l'ensemble des paramètres du système et on calcule la matrice H pour différentes valeurs de D . L'influence de la distance D est ensuite étudiée à partir de l'analyse du conditionnement de la matrice H ainsi que de la capacité théorique maximale du système que l'on compare avec celle du système MIMO avec SVD équivalent et avec celle du système SISO équivalent (seul les antennes Tx_1 et Rx_1 sont utilisées).

Hypothèses On fixe comme suit la configuration des réseaux de patches utilisés au Tx et au Rx. On prend $n_t = n_r = 8$ patches par réseau espacés de $\Delta_t = \Delta_r = 0.5\lambda_c$. De cette manière on s'assure de n'avoir qu'un seul lobe principal de largeur $\frac{2}{n\Delta}$ et de gain maximum \sqrt{n} à toutes les antennes Tx et Rx.

Pour étudier uniquement l'influence des paramètres D_t et D_r , on utilise une configuration complètement symétrique où tous les autres paramètres sont fixés à des valeurs de référence pour garder une homogénéité entre les différentes études. La symétrie du système implique que $n_t = n_r = n$, $N_t = N_r = N$, $\phi_{t11} = \phi_{r11} = \phi_{11}$ et $D_t = D_r = D$.

- Patches isotropiques dans le demi-espace délimité par le plan du substrat
- Les signaux des patches sont sommés sans ajouter de déphasages
- Nombre de patches $n = 8$
- Distance inter-patch $\Delta = \frac{1}{2}\lambda_c$
- Distance Tx Rx $d_{11} = 5$ m
- Angle d'arrivée $\phi_{11} = \frac{\pi}{2}$
- Variable : $D \in [0.01, 4]$ avec un pas de $\frac{\lambda_c}{4}$

Observations Lorsque l'on augmente la distance D séparant les antennes, on observe sur la figure 4.7 (courbe bleue) que la moyenne du module des termes diagonaux élevé au carré (cf. equation 4.13) ne varie pas. C'est prévisible puisque les distances d_{ii} ont été fixées et ne varient pas. De plus comme le système est symétrique on a $|h_{11}|^2 = |h_{22}|^2$.

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |h_{ii}|^2 \quad (4.13)$$

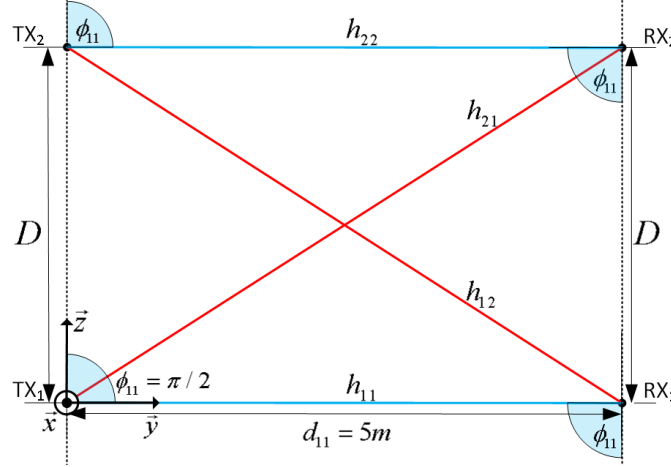


Figure 4.6 Schéma du système MIMO 2×2 symétrique

En revanche, celle des termes non diagonaux (cf. equation 4.14) qui représente la puissance moyenne de l'interférence (issue des antennes dites croisées) varie. On remarque d'une part les deux asymptotes verticales qui tendent vers 0 pour $D = 1.29$ m et $D = 2.89$ m (cf. figure 4.7 courbe rouge). Elles permettent d'obtenir un SIR¹ (cf. équation 4.15) de plus de 100 dB dans les deux cas (cf. figure 4.7 droite). De plus, comme le système est symétrique on a $|h_{12}|^2 = |h_{21}|^2$.

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sum_{j \neq i} |h_{ij}|^2 \quad (4.14)$$

D'autre part, on observe aussi que malgré ces deux asymptotes verticales, la tendance générale du SIR est croissante avec des minimums locaux entre les asymptotes. Par conséquent, il est possible de trouver une borne inférieure pour le SIR dès lors qu'on s'assure que la distance D est supérieure à une certaine valeur.

$$SIR = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{|h_{ii}|^2}{\sum_{j \neq i} |h_{ij}|^2} \quad (4.15)$$

Comme le canal est déterministe, on peut calculer la capacité théorique maximale du système. L'équation 4.16 qui donne la capacité du système MIMO étudié en fonction des termes de la matrice H , de la puissance transmise P_j au transmetteur Tx_j et de la densité

1. Signal to Interference Ratio

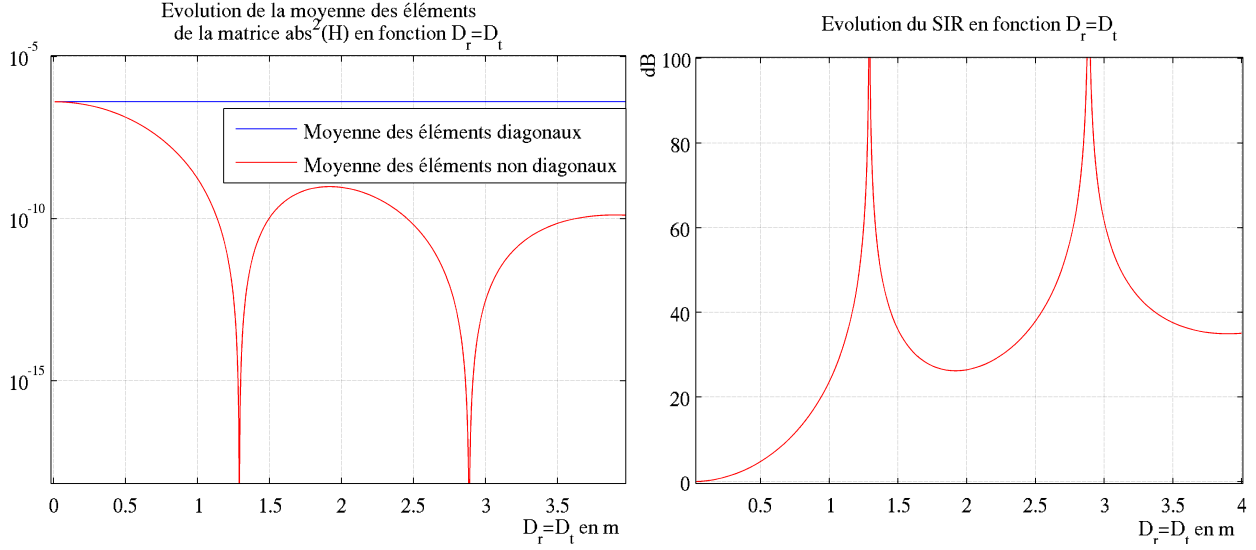


Figure 4.7 Évolution des éléments $|h_{ij}|^2$ de la matrice H en fonction de D

spectrale de puissance du bruit N_0 .

$$C_{MIMO} = \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{P_i |h_{ii}|^2}{N_0 + \sum_{j \neq i} P_j |h_{ij}|^2} \right) \quad (4.16)$$

On compare la capacité obtenue avec celle qu'on aurait obtenue avec le système MIMO avec SVD équivalent. Si on reprend l'équation 2.21, on obtient l'équation 4.17

$$C_{SVD} = \sum_i^N \log_2 \left(1 + \frac{P_i^* \lambda_i^2}{N_0} \right) \quad (4.17)$$

avec

$$\begin{aligned} P_i^* &= P_i \Rightarrow \text{sans waterfilling} \\ P_i^* &= \left(\mu - \frac{N_0}{\lambda_i^2} \right) \text{ tel que } \sum_{i=1}^{\min(N_r, N_t)} P_i^* = \sum_{i=1}^{N_t} P_i \Rightarrow \text{avec waterfilling} \end{aligned}$$

On compare aussi la capacité avec celle du système SISO équivalent qui revient à n'utiliser que l'antenne Tx₁ et Rx₁. En utilisant l'équation 2.12, on obtient l'expression de la capacité SISO équivalente à l'équation 4.18.

$$C_{SISO} = \log_2 \left(1 + \frac{P_1 |h_{11}|^2}{N_0} \right) \quad (4.18)$$

On fixe $P_i = 1$ dBm $\forall i$ et N_0 à une valeur arbitraire (de -79.0 dBm) puisqu'on souhaite seulement comparer les différentes capacités entre elles. La figure 4.8 donne les différentes capacités théoriques maximales en fonction de la distance D .

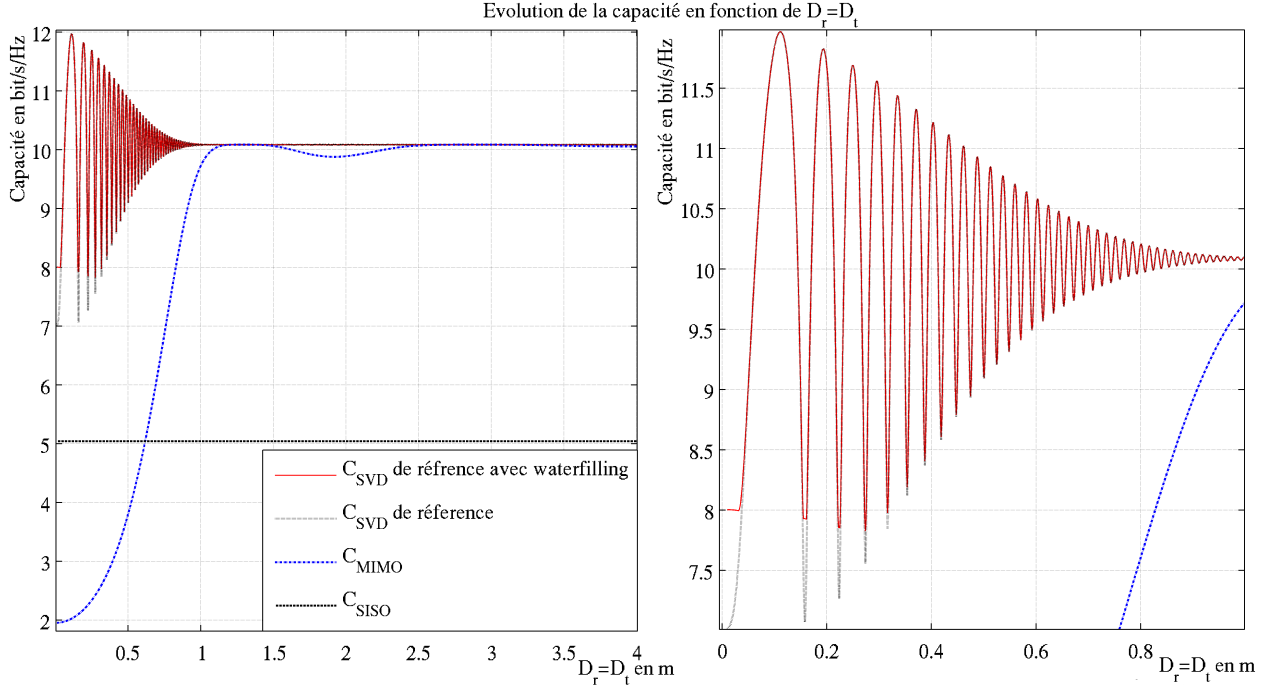


Figure 4.8 Évolution de la capacité en fonction de D

Sur la figure de gauche on remarque 3 intervalles caractéristiques de la capacité C_{MIMO} :

- Pour $D < 0.62$ m, la capacité C_{MIMO} est inférieure à celle obtenue avec le système SISO équivalent. Il n'y a donc aucun intérêt à utiliser le système MIMO si on est dans cette partie de la courbe.
- Pour $0.62 \text{ m} \leq D < 1.03$ m, la capacité C_{MIMO} dépasse celle du système SISO équivalent mais reste inférieure à celle du système MIMO avec SVD équivalent. C'est une zone transitoire, où faire du MIMO sans SVD commence à devenir intéressant, sans toutefois atteindre les performances du système utilisant la SVD.
- Pour $D \geq 1.03$ m, la capacité C_{MIMO} a une borne inférieure qui correspond à 98% de la la capacité C_{SVD} avec un minimum local de $0.98 C_{SVD}$ pour $D \approx 1.92$ m et de $0.997 C_{SVD}$ pour $D \approx 3.9$ m.

On remarque aussi que :

- La capacité C_{SISO} reste constante puisque d_{ii} et ϕ_{11} ne varient pas.
- Les capacités C_{SVD} avec et sans waterfilling tendent vers une valeur de 10.08 bits/s/Hz lorsque D augmente. En revanche, pour $D < 1$ m, ces capacités fluctuent beaucoup autour de la valeur de 10.08 bits/s/Hz avec des maximums et des minimums locaux atteignant respectivement jusqu'à +20% et -30% de cette valeur.
- Les capacités C_{SVD} avec et sans waterfilling sont quasi confondus, exceptées pour $D < 1$ m, comme on peut le voir sur la figure 4.8 de droite qui est une version agrandie de la figure de gauche autour de l'intervalle $D \in [0, 1]$ m. Il en résulte une très légère amélioration de la capacité C_{SVD} avec waterfilling où les minimums locaux de la capacité C_{SVD} sans waterfilling sont atténués. Ce qui permet d'avoir des fluctuations bornées à -20% comparées au -30% sans waterfilling.

Analyse L'augmentation de la capacité théorique maximale observée sur le figure 4.8 est directement liée à l'amélioration du SIR observé sur la figure 4.7 et peut être expliquée en observant la séparation angulaire aux antennes Rx. Avec 4.19, on obtient la séparation angulaire au récepteur Rx_i entre l'antenne de référence Tx_i et l'antenne interférente Tx_j . Ce calcul permet d'obtenir une première évaluation du conditionnement de la matrice H .

$$|f(\Omega_r)| = \left| \mathbf{e}(\phi_{r_{ii}})^H \mathbf{e}(\phi_{r_{ij}}) \right| \quad \text{avec } \Omega_r = \cos(\phi_{r_{ij}}) - \cos(\phi_{r_{ii}}) \quad (4.19)$$

En observant la figure 4.9, on obtient bien les mêmes résultats pour l'antenne Rx_1 et Rx_2 du fait de la symétrie du système. Les résultats sont repris et comparés avec le SIR et la capacité C_{MIMO} dans le tableau 4.4.

Tableau 4.4 Tableau des résultats de l'étude de l'influence de la distance D

$D(m)$	Ω_r	ϕ_r (°)	$ f(\Omega_r) $	$SIR(dB)$	C_{MIMO} (bits/s/Hz)
0.01	2.10^{-3}	89.9°	1	0.00	1.96
1.03	0.20	78.4°	0.23	25.8	9.86
1.30	0.25	75.5°	0	>100	10.09
1.93	0.36	68.9°	0.23	26.2	9.88
2.89	0.5	60.0°	0	>100	10.09
3.93	0.62	51.7°	0.15	34.9	10.06

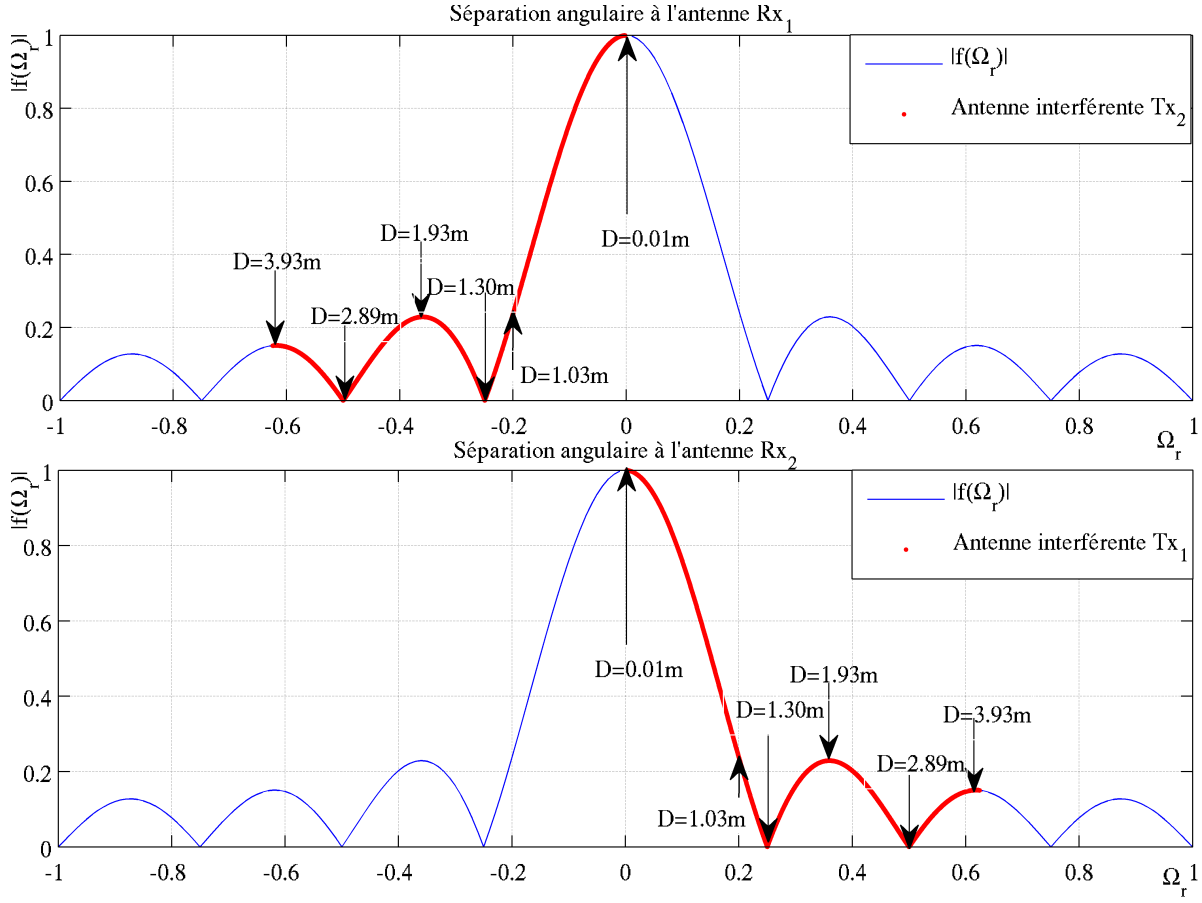


Figure 4.9 Séparation angulaire aux récepteurs (Rx)

Système MIMO Il y a une corrélation directe entre la séparation angulaire et les variations observées du SIR et de la capacité C_{MIMO} .

- Lorsque $|f(\Omega_r)| = 1$ on a la pire séparation angulaire due aux termes non-diagonaux importants et donc un mauvais conditionnement de la matrice H qui se traduit par un SIR et une capacité C_{MIMO} minimums.
- Lorsque $|f(\Omega_r)| \approx 0$ c'est le contraire (les termes non-diagonaux s'annulent). On se trouve aux distances D où le SIR et la capacité C_{MIMO} sont à leur maximum.

Comme le nombre d'annulations de $|f(\Omega_r)|$ dépend du nombre de patches n par antenne, on observe des maximums locaux entre chaque annulation. Ces maximums locaux correspondent aux lobes secondaires du diagramme de rayonnement des réseaux de patches. Si on observe les distances D pour lesquels apparaissent ces maximums locaux, on s'aperçoit que ces distances correspondent aux minimums locaux du SIR et de la capacité C_{MIMO} .

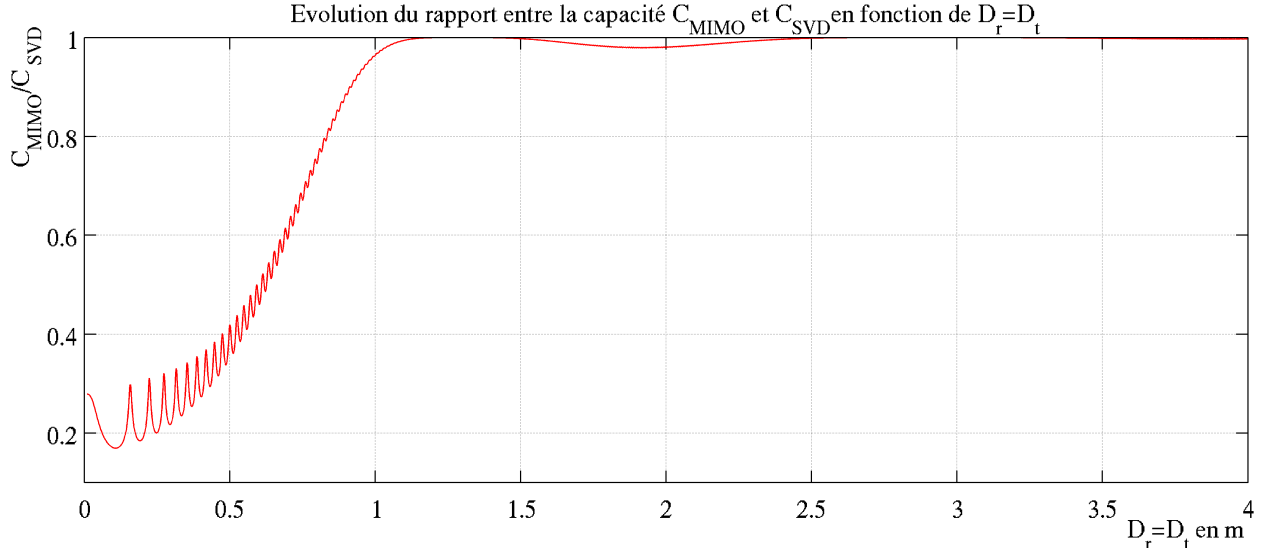


Figure 4.10 Évolution du rapport entre la capacité C_{MIMO} et C_{SVD} en fonction de D

Pour maximiser le SIR et la capacité C_{MIMO} il faut donc faire en sorte que l'angle d'arrivée des signaux interférents correspondent aux annulations du gain sur le diagramme de rayonnement de l'antenne Rx, tout en maintenant l'angle d'arrivée du signal d'intérêt sur le gain maximum ($\phi_r = \frac{\pi}{2}$).

Cependant, si on analyse la figure 4.10 qui donne le rapport entre la capacité C_{MIMO} et C_{SVD} en fonction de la distance D , on s'aperçoit que :

- Pour $D > 1.03$ m on atteint au moins 98% de la capacité C_{SVD} . Cela revient à dire qu'il faut que l'angle d'arrivée du signal interférent soit inférieure à 78.4° afin d'avoir une séparation angulaire $|f(\Omega_r)| \leq 0.23$.

Lorsque la séparation angulaire est suffisante, le module des termes non diagonaux de la matrice H deviennent négligeables devant celui des termes diagonaux. Ce qui revient à avoir une matrice H diagonale.

- Pour $D \leq 1.03$, la capacité chute très rapidement et se détériore au point d'être inférieure à celle du système SISO équivalent. Ce comportement s'explique par le fait que sans traitement du signal supplémentaire, il est impossible de tirer parti des signaux interférents. Ils viennent alors détériorer le SIR ce qui entraîne la chute de la capacité.

Quand le bruit devient négligeable face aux signaux interférents, la capacité C_{MIMO} devient inférieure à la capacité du système C_{SISO} équivalent.

Système MIMO avec SVD Il y a une corrélation directe entre la séparation angulaire et les variations observées de la capacité C_{SVD} (cf. figure 4.9 et 4.8).

- Pour $D > 1.03$ m, le système MIMO avec SVD ne peut pas profiter de la puissance des signaux interférents pour améliorer le SIR aux récepteurs à cause de la séparation angulaire qui vient fortement atténuer les signaux interférents. Ce qui explique que l'on obtienne la même capacité C_{SVD} et C_{MIMO} , constante à 10.09 bits/s/Hz.
- Pour $D \leq 1.03$ m, c'est le contraire. Ce qui se traduit par des oscillations de la capacité autour de 10.09 bits/s/Hz. On peut parler d'un régime transitoire pseudo périodique amorti. L'amortissement est dû à l'affaiblissement de la puissance des termes non diagonaux de la matrice H (conséquence de l'augmentation de la séparation angulaire). Alors que le caractère pseudo aléatoire provient du conditionnement de la matrice H qui varie en fonction de D . On a pseudo périodiquement des distances D qui maximisent la capacité et d'autres qui la minimisent.

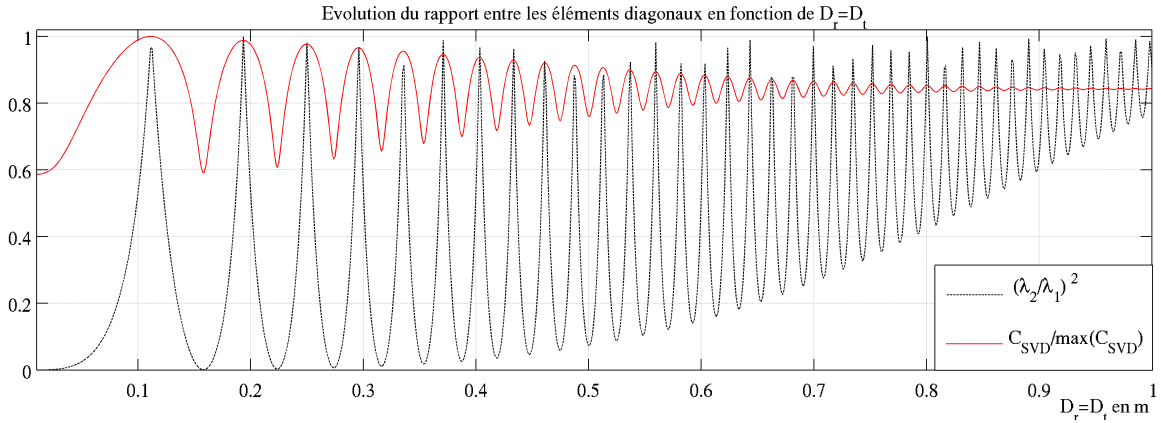


Figure 4.11 Évolution du conditionnement de la matrice Λ et de la capacité normalisée C_{SVD} fonction de D

La figure 4.11, nous donne :

- L'évolution du rapport des termes diagonaux élevé au carré de la matrice Λ en fonction de D : $\left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1}\right)^2$
- L'évolution du rapport de la capacité et de sa valeur maximale : $\frac{C_{SVD}}{\max(C_{SVD})}$

On remarque qu'il y a une corrélation directe entre l'évolution de $\left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1}\right)^2$ et celle de $\frac{C_{SVD}}{\max(C_{SVD})}$.

On peut expliquer cette corrélation par le fait que $\left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1}\right)^2$ donne une information sur le conditionnement de la matrice Λ . En effet quand :

- $\left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1}\right)^2 \rightarrow 1$: Les deux canaux orthogonaux sont symétriques. Ils transmettent la même puissance. Par conséquent, on peut utiliser de manière optimale le multiplexage spatial et ainsi obtenir le maximum de capacité.
- $\left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1}\right)^2 \rightarrow 0$: Seul un canal orthogonal sur les deux transmet de la puissance. Par conséquent, on ne peut pas profiter pleinement du multiplexage spatial. Pour compenser la perte de capacité induite par le mauvais canal, on peut utiliser la technique du waterfilling.

Le waterfilling permet de réattribuer la puissance transmise du mauvais canal vers le bon afin d'augmenter le SIR et donc la capacité.

La figure 4.12 montre une amélioration de la capacité grâce au waterfilling pour les minimums locaux de C_{SVD} seulement. Le gain obtenu est très marginal surtout qu'il diminue avec D . On a au mieux un gain de 12% et celui-ci chute à moins de 2% lorsque $D > 0.3$ m.

Il n'est pas très intéressant d'utiliser cette technique d'allocation de puissance au transmetteur. Surtout qu'elle demande de pouvoir répartir efficacement la puissance entre les antennes Tx ce qui pose plusieurs problèmes à 60 GHz :

- Il est difficile de générer de fortes puissances sur les porteuses à 60 GHz.
- Les pertes sont importantes sur la chaîne de transmission et ajouter un système de répartition dynamique de la puissance ne va qu'accroître ces pertes. Ce qui risque d'être contre productif si les pertes supplémentaires deviennent supérieures aux gains de puissance dont doivent bénéficier les bons canaux.

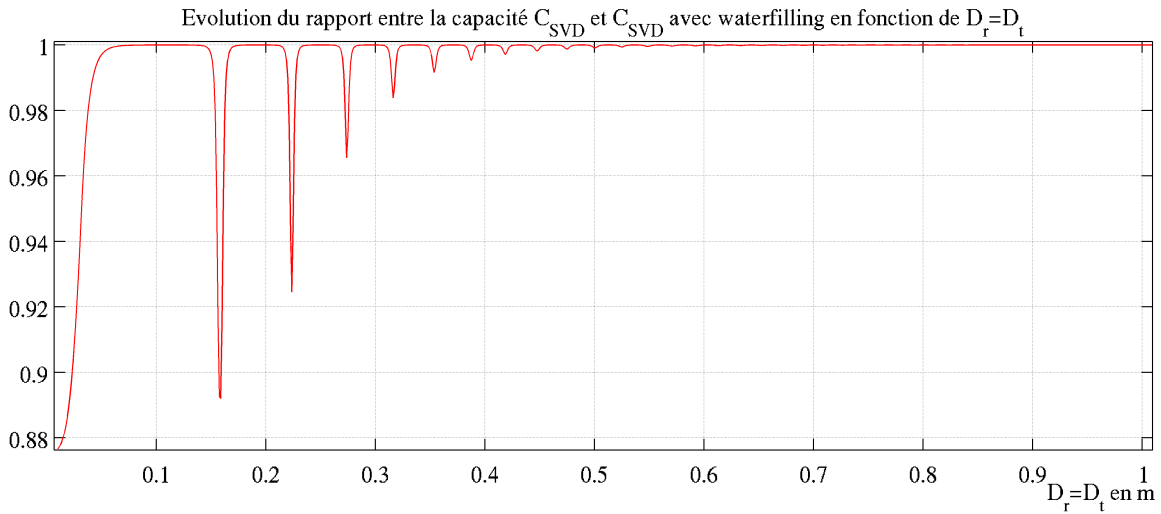


Figure 4.12 Évolution du rapport entre la capacité C_{SVD} et C_{SVD} avec waterfilling en fonction de D

4.1.5 Étude de la distance d_{11} entre les antennes Tx_1 et Rx_1

Cette étude vient compléter celle de la distance D , on s'intéresse maintenant à l'impact de la distance Tx_1Rx_1 sur les observations faites précédemment, puisque jusqu'alors on avait fixé ce paramètre pour pouvoir observer D seul.

Protocole On utilise exactement le même protocole que précédemment avec pour variable d_{11} au lieu de D . On fixe $D = 1.30$ m pour se placer sur la première annulation de la séparation angulaire au récepteur $|f(\Omega_r)| = 0$ (lorsque $d_{11} = 5$ m).

Certaines figures seront placées en annexe pour éviter les redondances dans les résultats.

Hypothèses Identiques aux hypothèses précédentes à l'exception de (cf. figure 4.13) :

- Distance $D = 1.30$ m
- Variable : $d_{11} \in [3, 8]$ m avec un pas de $\frac{\lambda_c}{4}$

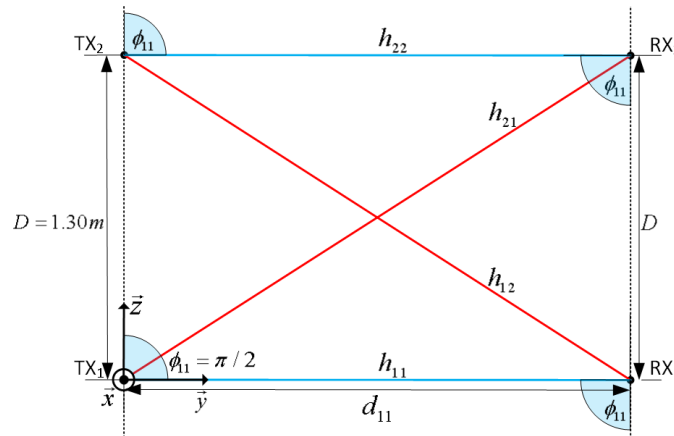


Figure 4.13 Schéma du système MIMO 2×2 symétrique

Observations Lorsque l'on augmente la distance d_{11} séparant l'antenne Tx_1 et Rx_1 , on observe sur la figure 4.14 que :

- La moyenne du module des termes diagonaux élevé au carré (courbe bleue) est strictement décroissante. Ce sont les pertes de parcours qui augmentent avec d_{11} qui explique cette décroissance.
- Pour les termes non diagonaux (courbe rouge) qui représente la puissance moyenne de l'interférence, on remarque les deux asymptotes verticales qui tendent vers 0 pour $d_{11} = 2.25$ m et $d_{11} = 5.04$ m. Elles permettent d'obtenir un SIR de plus de 100 dB dans les deux cas (cf. figure 4.14 droite).
- Plus d_{11} augmente et plus les courbes bleu et rouge convergent vers une même valeur.

- Malgré les deux asymptotes verticales, la tendance générale du SIR est décroissante avec un minimum local entre les asymptotes. Par conséquent, il est possible de trouver une borne inférieure pour le SIR dès lors que l'on s'assure que la distance d_{11} est inférieure à une certaine valeur. Par exemple $\forall d_{11} < 9.22 \text{ m}$ $SIR > 10 \text{ dB}$.

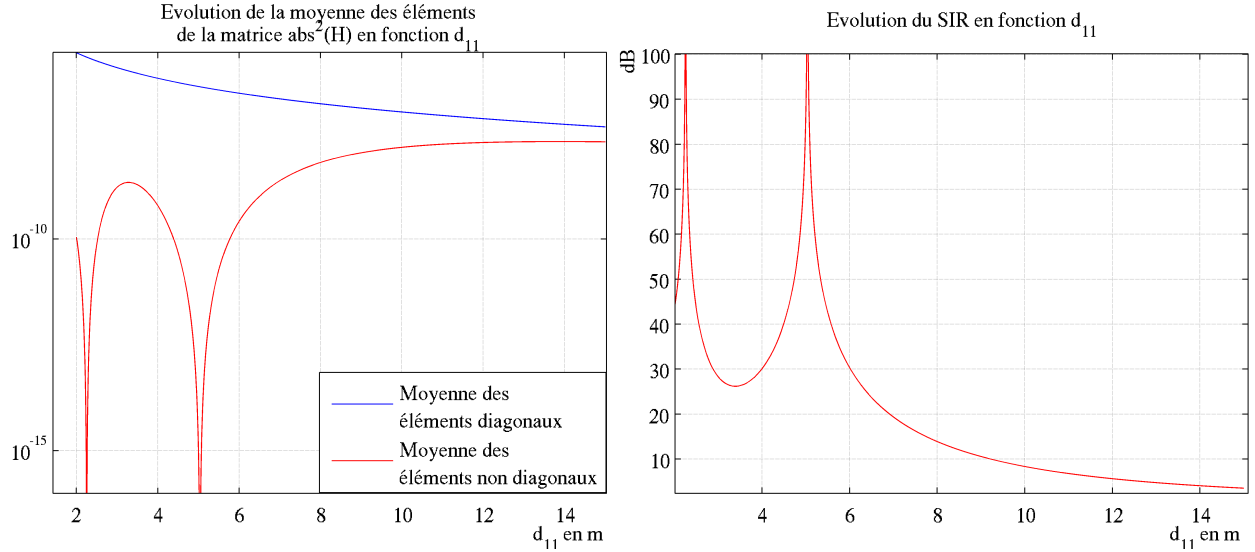


Figure 4.14 Évolution des éléments $|h_{ij}|^2$ de la matrice H en fonction de d_{11}

Sur la figure 4.15 on peut remarquer 2 intervalles caractéristiques de la capacité C_{MIMO} :

- Pour $d_{11} \leq 6.73 \text{ m}$, la capacité C_{MIMO} est quasiment confondue avec C_{SVD} sauf autour de $d_{11} \approx 3.31 \text{ m}$ où C_{MIMO} vaut $0.98 C_{SVD}$.
- Pour $d_{11} > 6.73 \text{ m}$, la capacité C_{MIMO} s'éloigne progressivement de C_{SVD} pour converger vers la capacité C_{SISO} équivalente. Faire du MIMO sans SVD perd rapidement de son intérêt lorsque d_{11} augmente.

On remarque aussi que :

- Les capacités C_{SISO} et C_{MIMO} sont strictement décroissantes à cause des pertes de parcours.
- Les capacités C_{SVD} avec et sans waterfilling sont à tendance décroissante à cause des pertes de parcours, mais elles oscillent de plus en plus à partir de d_{11} supérieure à 6 m.
- Les capacités C_{SVD} avec et sans waterfilling sont quasi confondues pour $d_{11} < 12 \text{ m}$. Au delà, on note une très légère amélioration de la capacité C_{SVD} avec waterfilling qui permet d'atténuer les minimums locaux de la capacité C_{SVD} .

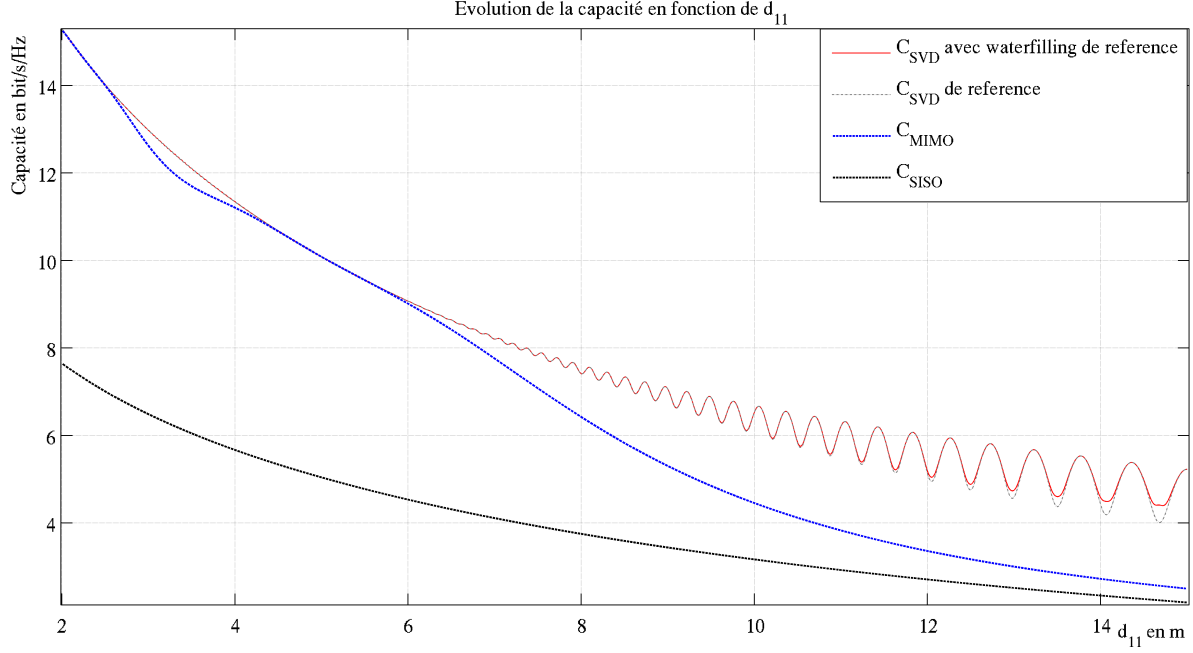


Figure 4.15 Évolution de la capacité en fonction de d_{11}

Analyse Comme pour l'analyse précédente les variations de la capacité théorique maximale observées sur le figure 4.15 sont liées à l'amélioration du SIR observée sur la figure 4.14. Ce qui diffère cependant, c'est l'augmentation des pertes de parcours induites par l'augmentation de la distance d_{11} . Ce qui se traduit par une tendance décroissante du SIR ainsi que de toutes les capacités.

Les autres variations observées s'expliquent à nouveau par la séparation angulaire aux antennes Rx (cf. figure 4.16 et tableau 4.5). À la différence que l'augmentation de d_{11} fait qu'on se rapproche de $\Omega_r = 0$, alors que l'augmentation de D nous en éloignait. Lorsque D est constant et $\phi_{11} = \frac{\pi}{2}$ l'augmentation de d_{11} a pour effet de faire tendre les angles d'arrivée $\phi_{ij} \rightarrow \frac{\pi}{2}$ (cf. équation 4.20) et donc $\Omega_r = \cos(\phi_{r_{ij}}) - \cos(\phi_{r_{ii}}) \rightarrow 0$.

$$\lim_{d_{11} \rightarrow \infty} \tan^{-1} \left(\frac{d_{11}}{D} \right) = \frac{\pi}{2} \quad (4.20)$$

L'augmentation de la distance d_{11} a un effet antagoniste à celle de la distance D .

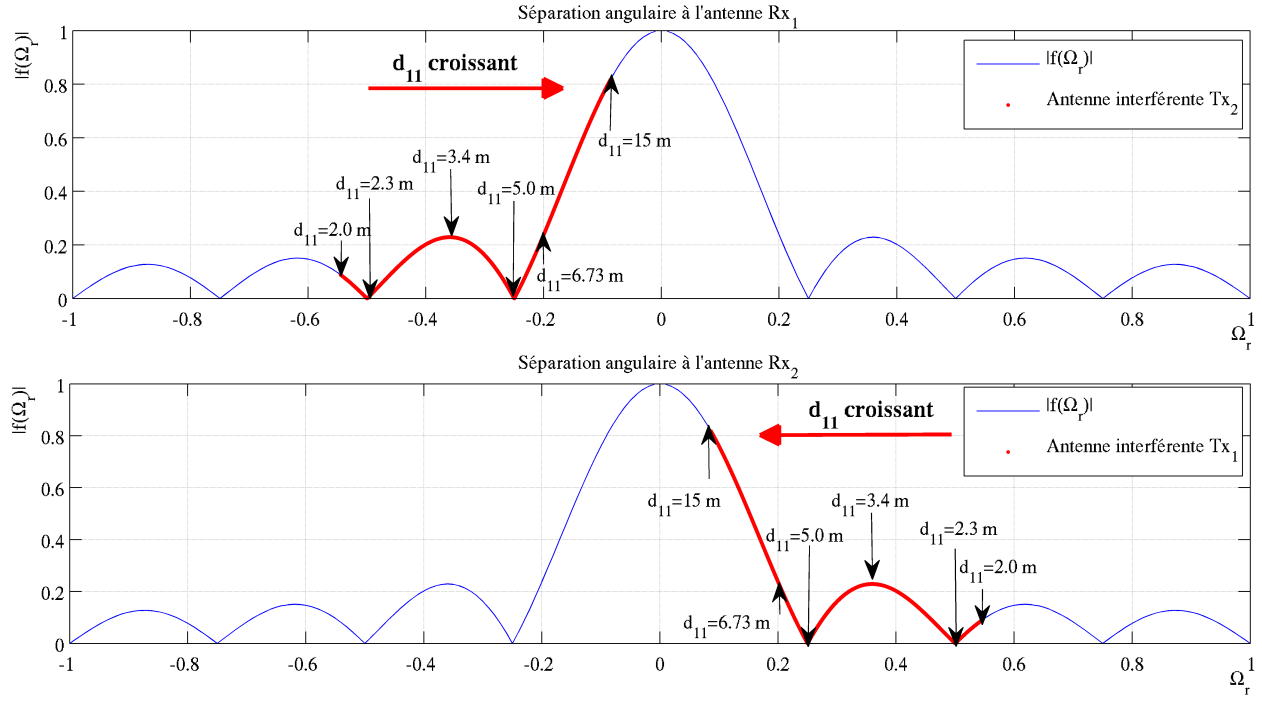


Figure 4.16 Séparation angulaire aux récepteurs (Rx)

En observant la figure 4.16, on obtient bien les mêmes résultats pour l'antenne Rx₁ et Rx₂ du fait de la symétrie du système. Les résultats sont repris et comparés avec le *SIR* et la capacité C_{MIMO} dans le tableau 4.5.

Tableau 4.5 Tableau des résultats de l'étude de l'influence de la distance d_{11}

$d_{11}(m)$	Ω_r	ϕ_r (°)	$ f(\Omega_r) $	$SIR(dB)$	C_{MIMO} (bits/s/Hz)
2.0	0.55	57.0°	0.09	43.6	15.27
2.3	0.5	60°	0	>100	14.50
3.4	0.36	68.9°	0.23	26.2	11.83
5.0	0.25	75.5°	0	>100	10.09
6.73	0.20	78.4°	0.23	21.5	8.12
15	0.09	85.0°	0.82	3.5	2.50

L'analyse concernant les capacités C_{SVD} avec et sans waterfilling étant identique à celle de l'étude du paramètre D (cf. section 4.1.4), elle ne sera pas développée à nouveau. Les figures sont en revanche disponibles à l'annexe E.

Conclusion L'étude paramétrique du système MIMO bien que réduite à un système MIMO 2×2 symétrique pour permettre d'analyser le plus simplement possible l'influence de chaque paramètre, a permis de dégager le comportement générale du système MIMO lorsque chacun de ces paramètres varie indépendamment des autres.

On a ainsi découvert que si l'on souhaite que le système MIMO puisse fonctionner sans SVD, il faut que la séparation angulaire entre l'angle d'arrivée du signal d'intérêt et ceux des signaux interférents soit suffisante. On a vu que pour y parvenir il faut d'une part utiliser des réseaux de patchs à forte directivité. Pour cela on joue sur le nombre de patchs par réseau et sur la distance les séparant afin d'avoir un seul lobe principal étroit qui concentre le plus de puissance. De plus, il faut que l'espacement entre les antennes Tx d'une part et Rx d'autre part, soit suffisant pour faire en sorte que l'angle d'arrivée des signaux interférents soit dans une plage avec un faible gain sur le diagramme de rayonnement de l'antenne Rx alors que celui du signal d'intérêt doit coïncider avec une valeur de gain élevée.

Cependant, l'augmentation de la distance émetteur récepteur d_{11} vient progressivement diminuer la séparation angulaire ainsi qu'augmenter les pertes de parcours. Ce qui a pour conséquence de détériorer le SINR et donc la capacité théorique maximale. Il faut donc prendre en considération la portée maximale désirée du système ($d_{11_{max}}$) pour fixer correctement la distance D afin de garantir une séparation angulaire suffisante $\forall d_{11} < d_{11_{max}}$.

En ce qui concerne les pertes de parcours, seule l'augmentation du gain des réseaux de patchs permet de les atténuer. On peut pour cela augmenter la distance de séparation des patchs Δ sans toutefois dépasser $\frac{1}{2}\lambda_c$ ou bien augmenter le nombre de patchs par réseau. Ce qui aura aussi pour effet d'augmenter la directivité et donc d'améliorer la séparation angulaire.

4.2 Simulation de Monte-Carlo

Dans cette partie qui vient compléter l'étude paramétrique, on utilise les paramètres pertinents identifiés précédemment (cf. section 4.1), pour effectuer des simulations de Monte-Carlo visant à simuler la transmission de $N_{ech} = 10^6$ symboles à travers un canal MIMO 2×2 pour obtenir le BER en fonction des paramètres étudiés. Dans un premier temps, on utilise le même modèle mathématique et les mêmes hypothèses que ceux de l'étude paramétrique, puis on remplace le modèle mathématique des réseaux de patchs par les mesures du diagramme de rayonnement d'un prototype de réseau de patchs à 61 GHz.

Dans un second temps on étudie l'impact de l'ajout de certaines techniques de traitement du signal au récepteur sur les performances du système. Puis on compare les résultats avec ceux obtenus avec un système MIMO équivalent avec et sans SVD.

4.2.1 Prototypé de réseau de patches à 60 GHz

Un réseau d'antennes micro-rubans appelé aussi réseau d'antennes planaires (patches) développé à l'INRS et fabriqué au CREER² à l'École Polytechnique de Montréal est illustré à la figure 4.17.

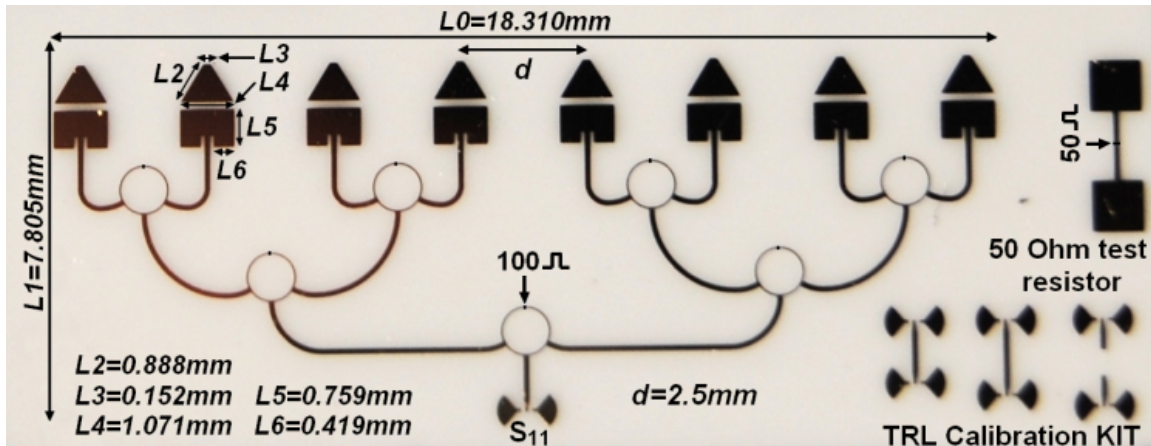


Figure 4.17 Photographie du prototype de réseau de 8 patches fonctionnant à 60 GHz

Ce réseau de 8 patches est fabriqué sur une plaque de 2.54 cm^2 , le substrat utilisé est de la céramique avec une permittivité relative de 9.9 et une épaisseur de $127 \mu\text{m}$. La conception et les simulations ont été faites sur ADS³ version 05.2011.

Le réseau est constitué de 8 patches rectangulaires séparé d'une distance $d = \frac{\lambda_c}{2} = 2.5 \text{ mm}$. L'alimentation des patches se fait à travers 7 diviseurs de puissance à larges bandes. Au dessus de chaque patch a été inséré un élément parasite semblable à un triangle isocèle dont la base est de même dimension que le patch. Chacun de ces éléments agit comme un élément résonnant qui vient modifier l'impédance du patch afin d'améliorer l'adaptation d'impédance. Il permet aussi d'améliorer le gain du réseau.

La figure 4.18 donne le S_{11} (perte par réflexion) mesuré et simulé du réseau de patches. Les mesures ont été faites à l'aide d'un VNA équipé de sondes picométriques et calibré à l'aide d'un kit de calibration "on-wafer". Chaque sortie du VNA est reliée à un module d'extension permettant de travailler dans la bande 60–90 GHz, on sort ensuite de ces modules en guide d'onde rectangulaire (WR-12) pour atteindre les sondes. On observe que les deux courbes sont assez semblables et que le réseau de patches a une largeur de bande d'environ 3 GHz à -10 dB.

La figure 4.19 donne le diagramme de rayonnement mesuré et simulé du réseau de patches

2. Centre for Research in Radiofrequency Electronics

3. Advanced Design System

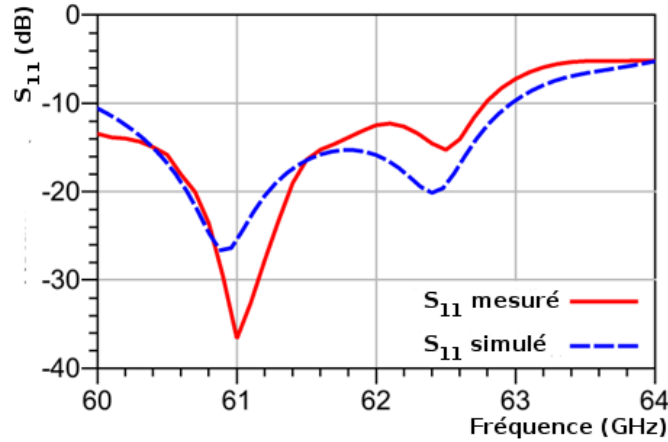


Figure 4.18 Pertes par réflexion (S_{11}) mesurées et simulées du réseau de patches

à 61 GHz. Les deux courbes sont quasi confondues pour le lobe principal. Pour les lobes secondaires l'erreur est plus importante. Les simulations donnent une ouverture à 3 dB du lobe principal de 14.8° pour un gain et une directivité maximums de 13.45 dBi et 15 dBi respectivement.

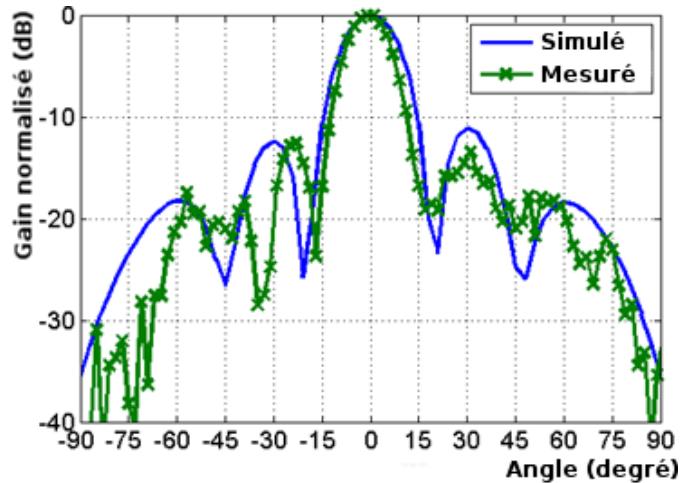


Figure 4.19 Diagramme de rayonnement mesuré et simulé du réseau d'antennes à 61 GHz

Pour comparaison, la figure 4.20 donne sur un même graphe le diagramme de rayonnement normalisé issu des mesures et celui calculé à l'aide du modèle mathématique (cf. section 3.1). On retrouve une forme très semblable pour le lobe principal et les premiers lobes secondaires. Au delà les erreurs sont plus importantes. Le plus important est de retrouver les minimums et les maximums locaux pour les mêmes angles d'arrivée et avec des gains comparables ou suffisamment faibles pour les minimums.

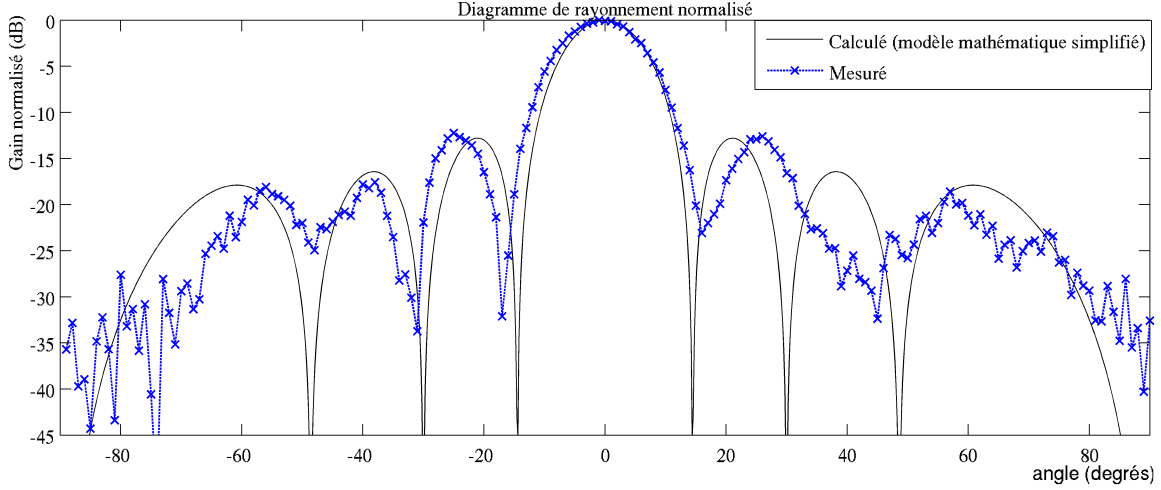


Figure 4.20 Diagramme de rayonnement mesuré du réseau d'antennes à 61 GHz versus celui calculé avec le modèle mathématique simplifié

Le tableau 4.6 compare les caractéristiques des extremums locaux entre le diagramme de rayonnement mesuré du prototype de réseau de 8 patches à 61 GHz avec celui calculé à partir du modèle mathématique simplifié. On remarque que :

- L'erreur absolue sur l'angle ($\frac{\text{angle calculé} - \text{angle mesuré}}{180}$) n'excède pas 3%, ce qui est raisonnable. Il faut prendre en considération que le diagramme de rayonnement mesuré en chambre anéchoïque à une résolution d'un degré seulement, ce qui peut induire une erreur pouvant aller jusqu'à 0.5 degré.
- L'erreur de gain sur les minimums locaux est très importante. Elle l'est d'autant plus qu'on s'éloigne du lobe principal. La précision et les erreurs lors de la fabrication peuvent aussi en être la cause ainsi que les effets de couplage entre antennes qui ne sont pas considérés dans le modèle théorique. D'autre part, on obtient pour tous les minimum locaux, une atténuation au moins égale à -23.08 dB par rapport au lobe principal, ce qui est acceptable.
- L'erreur de gain sur les maximums locaux est faible (≤ 1.14 dB). L'atténuation est d'au moins -12.24 dB par rapport au lobe principal.
- La mesure du diagramme de rayonnement ne fait pas apparaître le second lobe secondaire autour de 40 degrés. Par conséquent, on n'observe ni 6^{ème} minimum ni 5^{ème} maximum.

En conclusion, le modèle mathématique simplifié donne une assez bonne approximation du diagramme de rayonnement du réseau de 8 patches à 61 GHz pour nos besoins d'analyse du système. Les erreurs observées proviennent aussi du fait que le modèle considère chaque patch

Tableau 4.6 Tableau de comparaison des extremums du diagramme de rayonnement mesuré et de celui calculé avec le modèle mathématique simplifié

Description	angle calculé	angle mesuré	erreur sur l'angle	gain calculé (dB)	gain mesuré (dB)	erreur sur le gain (dB)
1 ^{er} minimum	-90°	-85 °	-2.78 %	< -100	-44.3	<-50
2 ^{ème} minimum	-48.6°	-48°	-0.33 %	-74.48	-24.95	-49.53
3 ^{ème} minimum	-30.06°	-31°	0.52 %	-53.93	-33.74	-20.19
4 ^{ème} minimum	-14.4°	-17°	1.44 %	-45.35	-32.11	-13..24
5 ^{ème} minimum	14.4°	16°	-0.89 %	-45.35	-23.08	-22.27
6 ^{ème} minimum	30.06°	-	-	-53.93	-	-
7 ^{ème} minimum	48.6°	45°	2.11 %	-74.48	-32.38	-42.1
8 ^{ème} minimum	90°	89°	0.56 %	< -100	-40.29	<-50
lobe principal	0°	-1°	0.56%	0	0	0
1 ^{er} maximum	-60.84°	-56°	-2.68 %	-17.89	-18.1	0.21
2 ^{ème} maximum	-38.16°	-38°	-0.09 %	-16.43	-17.57	1.14
3 ^{ème} maximum	-21.06°	-25°	2.19 %	-12.8	-12.24	-0.56
4 ^{ème} maximum	21.06°	26°	-2.74 %	-12.8	-12.6	-0.2
5 ^{ème} maximum	38.16°	-	-	-16.43	-	-
6 ^{ème} maximum	60.84°	57°	2.13 %	-17.89	-18.59	0.7

comme isotropiques, ce qui est une approximation puisqu'il n'existe pas de patches idéaux.

4.2.2 Protocole

On fixe l'ensemble des paramètres du système et on calcule la matrice H pour différentes valeurs du paramètre considéré. On effectue ensuite une simulation de Monte-Carlo qui consiste à transmettre $N_{ech} = 10^6$ symboles QPSK⁴ par antenne Tx à travers chaque nouvelle matrice du canal H .

Les symboles QPSK sont équiprobables, de même amplitude et normalisés en puissance. Un bruit blanc additif Gaussien (AWGN⁵) de moyenne nulle et de variance N_0 est ensuite ajouté au signal reçu à chaque antenne Rx. On utilise des variables aléatoires gaussiennes indépendantes pour modéliser le bruit aux récepteurs et des variables aléatoires indépendantes et identiquement distribuées pour générer les symboles à transmettre. On fixe le nombre de symboles à transmettre par antenne Tx (nombre d'échantillons) $N_{ech} = 10^6$ pour observer suffisamment d'erreurs pour un BER pouvant descendre jusqu'à 10^{-5} . Le choix de cette va-

4. Quadrature Phase-Shift Keying

5. Additive White Gaussian Noise

leur vient du fait qu'au delà les simulations deviennent trop longues et risquent de provoquer des dépassements de mémoire.

Les symboles \mathbf{y}_1 et \mathbf{y}_2 reçus aux antennes Rx₁ et Rx₂ sont représentés par l'équation 4.21.

$$\mathbf{Y}_{[N_r \times 1]} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1^{[1 \times N_{ech}]} \\ \mathbf{y}_2^{[1 \times N_{ech}]} \end{bmatrix} = \mathbf{H}_{[N_r \times N_t]} \mathbf{X}_{[N_t \times N_{ech}]} + \mathbf{W}_{[N_r \times N_{ech}]} \quad (4.21)$$

avec \mathbf{x}_1 et \mathbf{x}_2 les symboles transmis aux antennes Tx₁ et Tx₂ respectivement

$$\mathbf{X}_{[N_t \times N_{ech}]} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1^{[1 \times N_{ech}]} \\ \mathbf{x}_2^{[1 \times N_{ech}]} \end{bmatrix} \text{ avec } x \in \frac{1}{\sqrt{2}}\{\pm 1 \pm j\} \mid P(X = x) = \frac{1}{4} \quad (4.22)$$

et \mathbf{w}_1 et \mathbf{w}_2 le bruit reçu aux antennes Rx₁ et Rx₂ respectivement

$$\mathbf{W}_{[N_r \times N_{ech}]} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1^{[1 \times N_{ech}]} \\ \mathbf{w}_2^{[1 \times N_{ech}]} \end{bmatrix} \text{ avec } w \sim \mathcal{CN}(0, N_0) \quad (4.23)$$

L'influence du paramètre est ensuite étudiée à partir de l'analyse du BER que l'on compare avec celui du système MIMO avec SVD équivalent ainsi qu'avec celui d'un système MIMO avec LMMSE équivalent.

Certaines opérations de traitement du signal sont nécessaires avant de pouvoir détecter les signaux transmis \mathbf{X} à partir des signaux reçus \mathbf{Y} .

Pour le système MIMO de base, il faut corriger l'effet du canal et en particulier le déphasage qu'il provoque pour détecter les symboles QPSK transmis. En effet, le QPSK utilise uniquement des changements de phase pour moduler l'information. La correction de l'amplitude n'est donc pas nécessaire à la détection.

Soit \mathbf{C} la matrice de correction de phase. Comme on ne s'intéresse qu'aux signaux d'intérêt, on ne corrige que la phase introduite par les canaux h_{11} et h_{22} . La formulation de la matrice \mathbf{C} est présentée à l'équation 4.24.

$$\mathbf{C}_{[2 \times 2]} = \begin{bmatrix} c_1 & 0 \\ 0 & c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi d_{11}} & 0 \\ 0 & e^{-j2\pi d_{22}} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

On considère que les coefficients c_1 et c_2 sont parfaitement connus au récepteur pour ne pas introduire de biais dus aux erreurs d'estimation du canal.

Les signaux \mathbf{Y} utilisés pour détecter les signaux transmis et calculer le BER sont :

— Pour un système MIMO de base.

$$\mathbf{Y}_{MIMO} = \mathbf{C}^* \mathbf{Y} = \mathbf{C}^* \mathbf{H} \mathbf{X} + \mathbf{C}^* \mathbf{W} \quad (4.25)$$

— Pour un système MIMO avec SVD les corrections se font directement à travers les changements de bases (cf. équation 2.20).

$$\mathbf{Y}_{SVD} = \mathbf{U}^* \mathbf{Y} = \mathbf{\Lambda} \mathbf{X} + \mathbf{U}^* \mathbf{W} \quad (4.26)$$

— Pour un système MIMO avec LMMSE les corrections se font au récepteur seulement (cf. équation 2.42).

$$\mathbf{Y}_{LMMSE} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H} + N_0 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^* \mathbf{Y} \quad (4.27)$$

Ensuite, pour calculer le BER on compare simplement le signe de la partie réelle et de la partie imaginaire des symboles reçus avec ceux des symboles transmis. La fonction $e_b(x, y)$ qui donne l'erreur binaire entre un symbole QPSK transmit x et un symbole reçu y est donnée à l'équation 4.28).

$$e_b(x, y) = \begin{cases} 0 & \text{si } s(\Re(y)) = s(\Re(x)) \ \& \ s(\Im(y)) = s(\Im(x)), \\ 1 & \text{si } s(\Re(y)) = s(\Re(x)) \oplus s(\Im(y)) = s(\Im(x)), \\ 2 & \text{si } s(\Re(y)) \neq s(\Re(x)) \ \& \ s(\Im(y)) \neq s(\Im(x)). \end{cases} \quad (4.28)$$

avec

$$s(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x > 0, \\ -1 & \text{si } x \leq 0. \end{cases} \quad (4.29)$$

4.2.3 Étude de la distance de séparation entre les antennes

On va reprendre le scénario utilisé à la section 4.1.4 pour compléter l'analyse paramétrique en simulant la transmission de 10^6 symboles QPSK à travers le canal MIMO.

Hypothèses Paramètres du système MIMO :

- Nombre d'antenne Tx $N_t = 2$ et Rx $N_r = 2$
- Distance Tx Rx $d_{11} = 5$ m
- Angle d'arrivée $\phi_{11} = \phi_{t_{11}} = \phi_{r_{11}} = \frac{\pi}{2}$

Paramètres de simulation :

- Variable : $D = D_r = D_t \in [0.01, 4]$ avec un pas de $\frac{\lambda_c}{4}$
- Puissance de transmission par antenne Tx $P = 1$ mW (normalisé)
- Densité spectrale de puissance du bruit N_0 fixée de manière à garantir un $\text{BER} > 10^{-6}$
- Largeur de bande $B = 1$ GHz

Pour le modèle mathématique des réseaux de patches, on utilise les mêmes paramètres que ceux du prototype développé à l'INRS. Il réside quelques différences au niveau des caractéristiques qui sont présentées dans le tableau 4.7.

Tableau 4.7 Tableau de comparaison des caractéristiques du réseau de patches issu du modèle mathématique avec celui issu du prototype

caractéristiques	modèle mathématique du réseau de patches	Prototype de réseau de patches
Nombre de patches n	8	8
Distance inter-patch Δ	$\frac{1}{2}\lambda_c$	$\frac{1}{2}\lambda_c$
Déphasage inter-patch	sommation en phase	sommation en phase
Diagramme de rayonnement d'un seul patch	isotropique (idéal)	pseudo isotropique
Gain en amplitude	8 dBi	13.45 dBi
Ouverture du lobe principal à 3 dB	12.8°	14.2°
Résolution du diagramme de rayonnement	quasi infinie (car calculé)	1°(car mesuré)

Le diagramme de rayonnement mesuré du prototype de réseau de patches à une résolution de un degré. Pour obtenir la valeur du gain et de la phase pour un angle qui n'a pas été mesuré, on utilise une interpolation linéaire du premier ordre entre les deux mesures les plus proches.

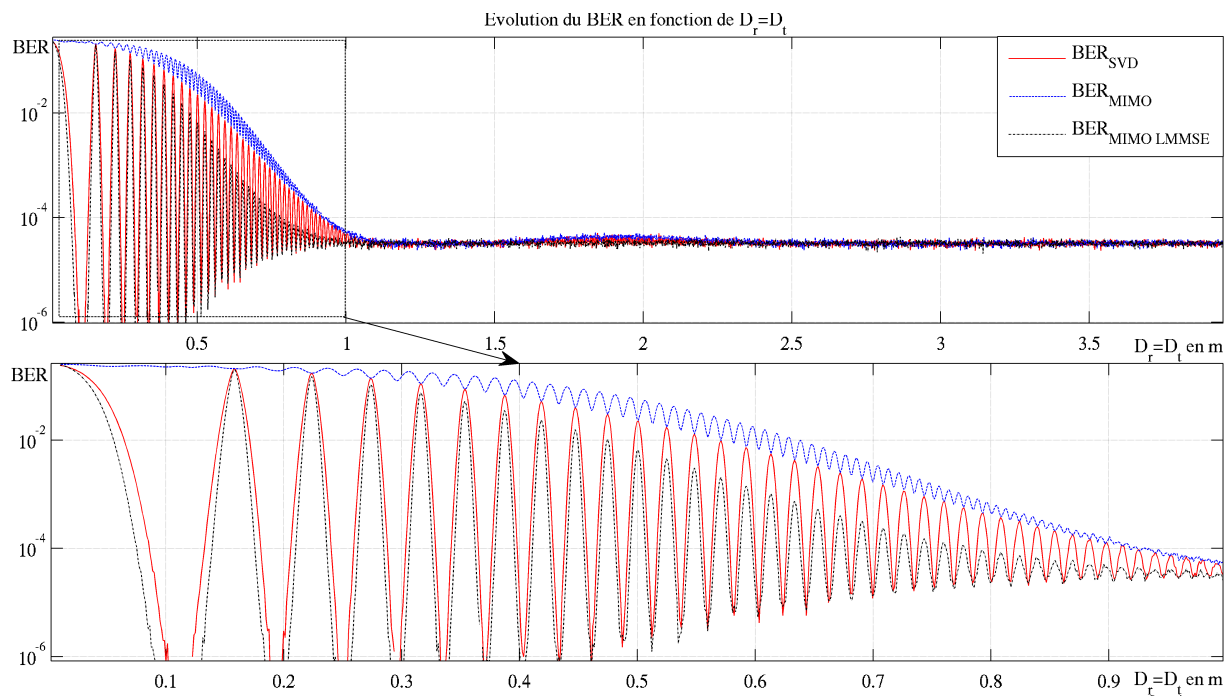


Figure 4.21 BER du système simulé avec le modèle mathématique des réseaux de patchs

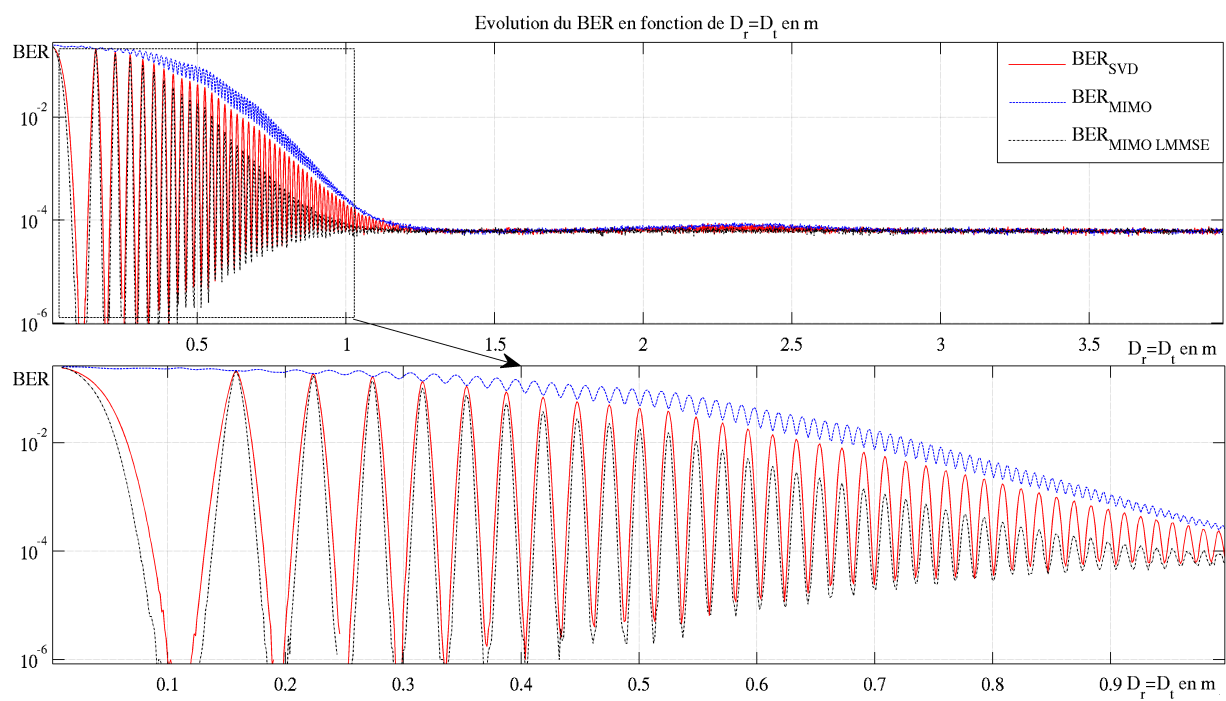


Figure 4.22 BER du système simulé avec le prototype de réseau de patchs

Observations La figure 4.21 présente le BER simulé à l’aide du modèle mathématique alors que la figure 4.22 donne celui simulé avec le prototype de réseau de patchs. Chaque courbe représente le BER moyen (entre les deux canaux). Pour le MIMO et le MIMO avec LMMSE, les BER des deux canaux sont confondus alors que ce n’est pas le cas pour le système MIMO avec SVD à cause du pré-conditionnement des signaux au Tx (cf. figure F.1, annexe F).

Comme lors de l’étude paramétrique, on observe deux zones :

Pour $D \leq 1$ m :

- le BER_{MIMO} est toujours supérieur aux autres BER (BER_{SVD} et $BER_{MIMO\ LMMSE}$). Il fluctue très peu mais décroît lorsque D augmente.
- Le BER_{SVD} et le $BER_{MIMO\ LMMSE}$ fluctuent autour de la valeur 10^{-4} selon un régime transitoire pseudo périodique amorti.
L’ajout de l’estimateur LMMSE au système MIMO permet d’améliorer le BER sauf pour certaines valeurs de D où il n’y a aucune amélioration.
- Plus D augmente et moins l’amélioration est importante. On obtient le même comportement pour le BER_{SVD} qui reste cependant très légèrement supérieur au $BER_{MIMO\ LMMSE}$ surtout pour $D = [0.4, 1]$ m.

Pour $D > 1$ m : les trois BER sont confondus et constants autour de 10^{-4} . Ce seuil de 10^{-4} correspond à un système AWGN pour la distance d_{11} et les autres paramètres considérés. On remarque une très légère variation autour de $D = 2$ m.

La figure 4.23 présente la capacité simulée à l’aide du modèle mathématique alors que la figure 4.24 donne celle simulée avec le prototype de réseau de patchs. Chaque courbe représente la capacité cumulée (des deux canaux). Seul C_{SVD} a des capacités parfois différentes pour les deux canaux à cause du pré-conditionnement des signaux au Tx (cf. figure F.2 annexe F).

On retrouve les mêmes observations que précédemment (cf section 4.1.4). L’ajout de l’estimateur LMMSE ne permet pas de dépasser C_{SVD} mais seulement de s’en approcher, voir de l’atteindre pour certaines valeurs de D .

Le modèle mathématique du réseau de patchs est assez fidèle au prototype puisque les résultats du BER (cf. figures 4.21 et 4.22) et de la capacité (cf. figures 4.23 et 4.24) sont très semblables. À noter, que pour les résultats avec le prototype, les courbes convergent moins rapidement (à partir de $D > 1.2$ m).

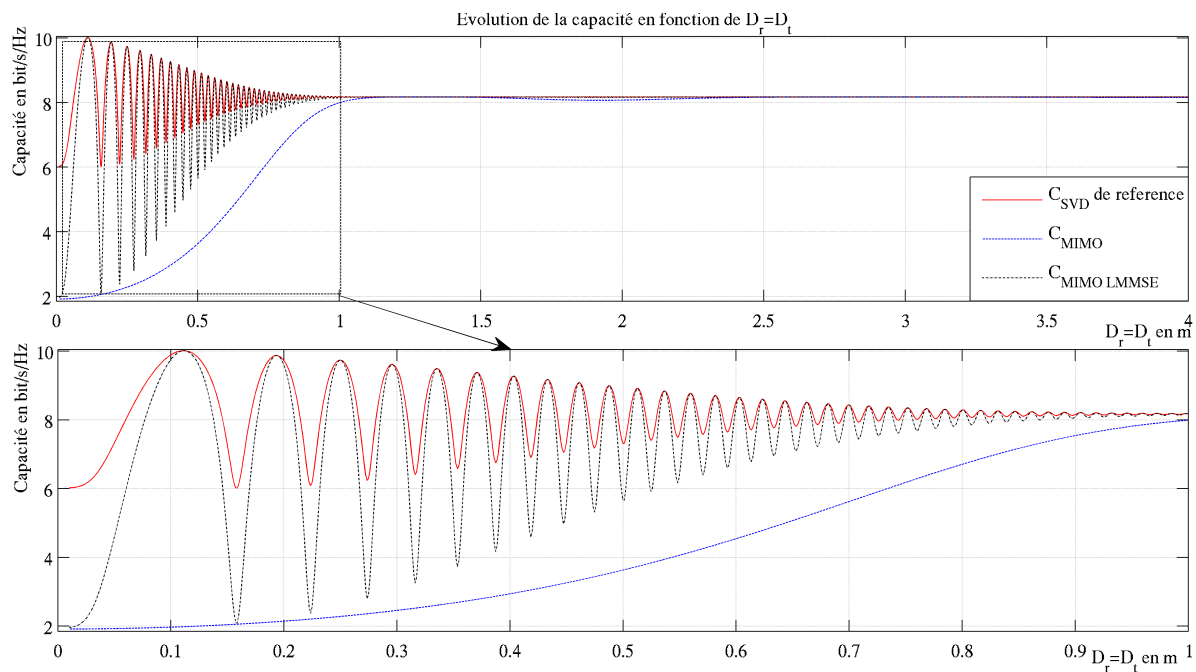


Figure 4.23 Évolution de la capacité du système simulé avec le modèle mathématique des réseaux de patches en fonction de D

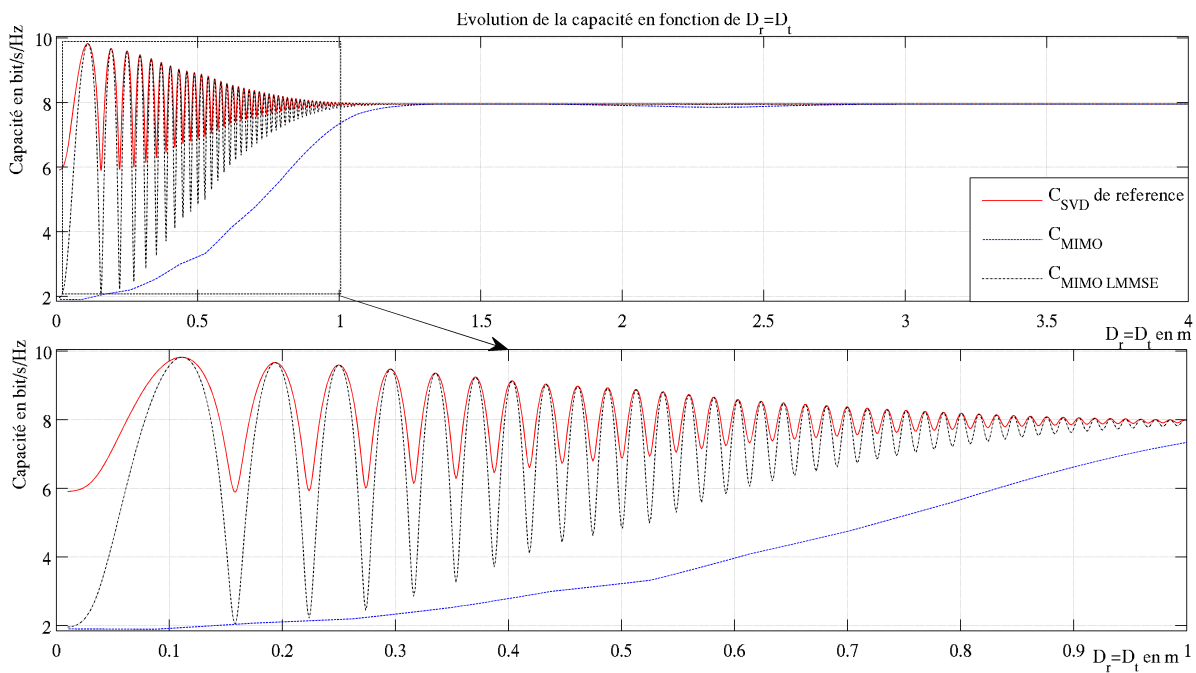


Figure 4.24 Évolution de la capacité du système simulé avec le prototype de réseau de patches en fonction de D

Analyse Les différences observées entre les résultats issus du modèle mathématique du réseau de patches et ceux issus du prototype peuvent être expliquées en regardant les différences de séparation angulaire.

- Figure 4.9 pour la séparation angulaire du modèle mathématique.
- Figure 4.25 pour la séparation angulaire du prototype.

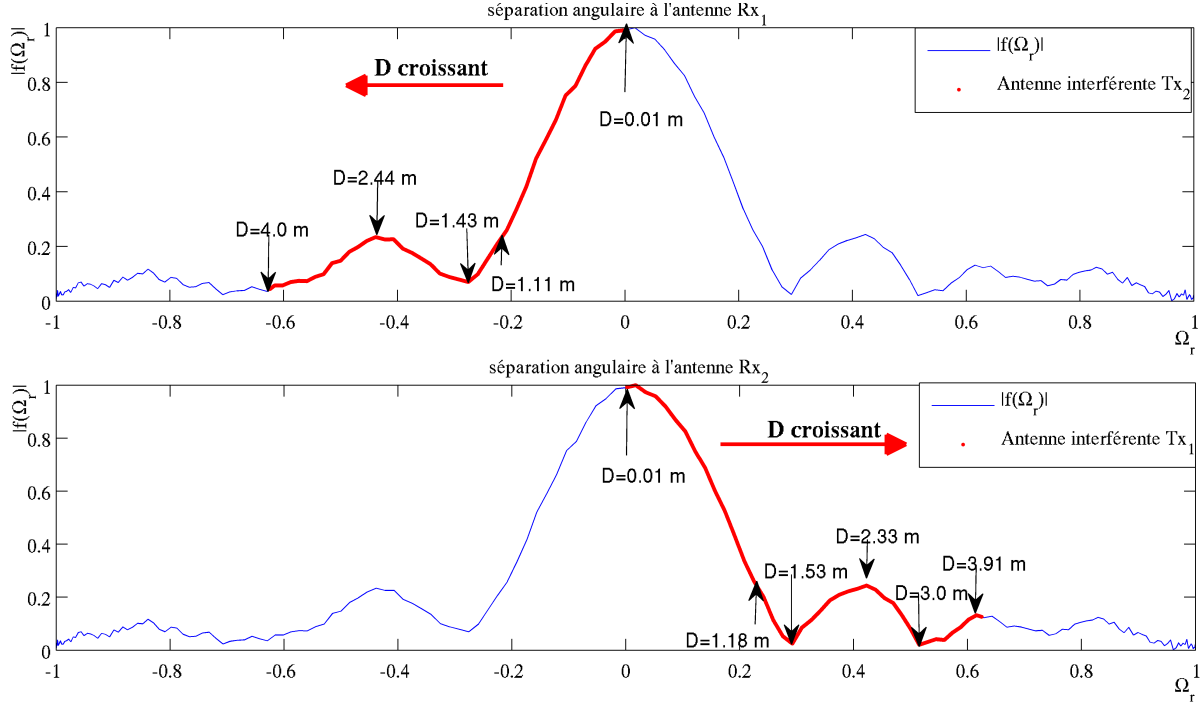


Figure 4.25 Séparation angulaire aux récepteurs (Rx)

Un comparatif est présenté au tableau 4.8.

Tableau 4.8 Tableau de comparaison des séparations angulaires pour le modèle mathématique et le prototype

Modèle mathématique				Prototype			
$D(m)$	Ω_r	$ f(\Omega_r) $	C_{MIMO} (bits/s/Hz)	$D(m)$	Ω_r	$ f(\Omega_r) $	C_{MIMO} (bits/s/Hz)
0.01	2.10^{-3}	1	1.96	0.01	$2.0 \cdot 10^{-3}$	1	1.91
1.03	0.20	0.23	9.86	1.18	0.23	0.25	7.86
1.30	0.25	0	10.09	1.53	0.29	$2.50 \cdot 10^{-2}$	7.95
1.93	0.36	0.23	9.88	2.33	0.42	0.25	7.85
2.89	0.5	0	10.09	3.00	0.52	$2.06 \cdot 10^{-2}$	7.95
3.93	0.62	0.15	10.06	3.91	0.62	0.13	7.95

On s'aperçoit que le premier minimum local intervient à $D = 1.30$ m pour le modèle mathématique alors qu'il intervient à $D = 1.53$ m lorsqu'on utilise les mesures du prototype du réseau d'antennes. Ce qui explique pourquoi le BER et la capacité convergent moins vite. De même, le premier maximum local intervient à $D = 1.93$ m pour le modèle mathématique et à $D = 2.33$ m lorsqu'on utilise les mesures du prototype.

La figure G.1 en annexe G présente l'erreur relative entre les capacités issues du modèle mathématique et celles issues du prototype.

Ces différences de séparation angulaire sont dues au fait que le diagramme de rayonnement obtenu via le modèle mathématique n'est pas exactement le même que celui du prototype mesuré. Entre autre, la largeur à 3 dB du lobe principal du prototype mesuré est plus grande que celle issue du modèle mathématique, d'où la convergence moins rapide avec le prototype.

Système MIMO Pour compléter l'analyse de l'étude paramétrique, on peut dire que c'est l'amélioration de la séparation angulaire qui est responsable de la diminution du BER_{MIMO} (cf, figures 4.21 et 4.22) car elle vient diminuer la puissance des signaux interférents et donc augmenter le SINR qui est directement responsable de la diminution du BER. Pour cette raison, les distances D caractéristiques pour lesquelles interviennent les changements sont les mêmes pour le BER et pour la capacité.

Système MIMO avec LMMSE L'ajout de l'estimateur LMMSE au système MIMO permet de bénéficier d'un gain de performance lorsque $D < 1$ m. L'estimateur va être capable, sous certaines conditions de conditionnement de la matrice H d'utiliser la puissance des signaux interférents pour améliorer le SINR au même titre que le système avec SVD. L'estimateur ne permet en revanche pas d'atteindre les performances du système avec SVD, sauf pour certaines valeurs de D . La figure 4.26 illustre ce comportement en montrant l'évolution du rapport des capacités, qu'elle oppose à l'évolution du déphasage des signaux interférents ω_{ij} (cf. équation 4.30) et le tableau 4.9 en donne les variations en fonction de ω_{ij} .

$$\omega_{ij} = 2\pi(d_{ij} - d_{ii}) \pmod{2\pi} \quad \forall i \neq j \quad (4.30)$$

- $\omega_{12} = \omega_{21} = \pm \frac{\pi}{2} \Leftrightarrow C_{MIMO \text{ LMMSE}} = C_{SVD}$. Gain de capacité maximum. Le bon conditionnement de la matrice H affecte de la même manière le système avec SVD que celui avec LMMSE. Le pré-conditionnement des signaux transmis au Tx fait par le système avec SVD n'apporte dans ce cas aucun gain comparé à la simple estimation LMMSE au Rx.
- $\omega_{12} = \omega_{21} = k\pi$ avec $k \in \mathbb{Q} \Leftrightarrow C_{MIMO \text{ LMMSE}} < C_{SVD}$. Gain de capacité minimum. Le mauvais conditionnement de la matrice H est mieux compensé par le système avec

SVD que par celui avec LMMSE. Cette différence vient du fait qu'avec LMMSE on n'est pas capable de pré-conditionner les signaux à transmettre au Tx, comme le fait le système avec SVD pour optimiser l'utilisation des signaux interférents.

Plus D s'approche de 1 m, et plus les capacités $C_{MIMO\ LMMSE}$ et C_{SVD} convergent vers une même valeur. La séparation angulaire étant suffisante pour rendre les signaux interférents négligeables, les systèmes avec SVD ou LMMSE ne tirent plus parti de leur puissance. Ils offrent alors les mêmes performances que le système MIMO sans traitement.

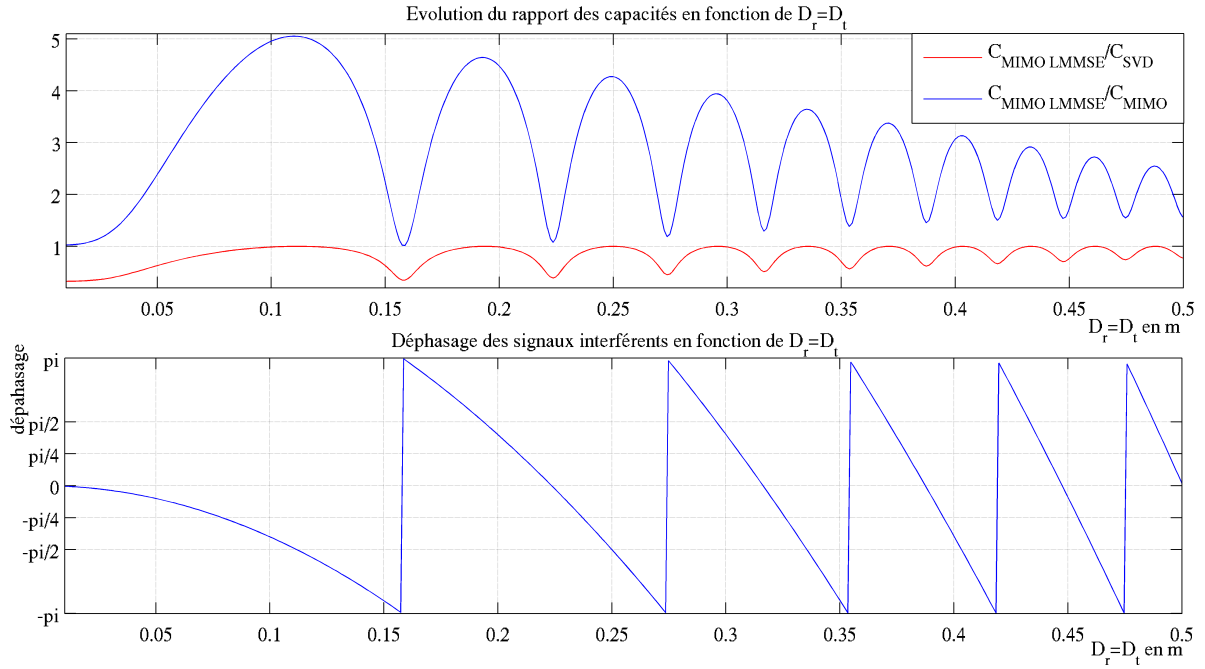


Figure 4.26 Comparaison de la capacité $C_{MIMO\ LMMSE}$ avec C_{SVD} en fonction de D

Tableau 4.9 Variations de la capacité et du rapport des capacités en fonction de ω_{ij}

Description	$-\pi$...	$-\frac{\pi}{2}$...	0	...	$\frac{\pi}{2}$...	π
Capacité	min	\nearrow	max	\searrow	min	\nearrow	max	\searrow	min
$C_{MIMO\ LMMSE} / C_{SVD}$	min	<1	1	<1	min	<1	1	<1	min
$C_{MIMO\ LMMSE} / C_{MIMO}$	min	>1	max	>1	min	>1	max	>1	min

Conclusion Le modèle mathématique du réseau de patches permet d'obtenir une très bonne approximation des performances du système MIMO qui sont indéniablement améliorées par l'ajout d'un estimateur LMMSE au Rx quand la séparation angulaire est mauvaise.

CHAPITRE 5

MESURES ET VALIDATIONS

Objectifs Dans cette partie, on met en place un protocole expérimental pour essayer de valider d’une part les hypothèses de départ et d’autre part, pour confirmer certains résultats obtenus par simulation au Chapitre 4.

Problématique À l’état actuel du projet, nous n’avons pas d’émetteur-transmetteur complet fonctionnant à 60 GHz, mais seulement un seul prototype de réseaux de 8 patchs (60 GHz) ainsi qu’un cornet commercial (60 GHz). Sans émetteur-transmetteur complet (oscillateur 60 GHz, modulateur/démodulateur, amplificateur, etc.) il est impossible d’émettre ou de recevoir quoi que ce soit. Par conséquent, on ne peut pas mesurer directement les performances du système.

D’autre part, nous ne possédons pas 4 antennes capables de rayonner sur la bande des 57-64 GHz. Pour avoir un système MIMO 2×2 il faut en effet au minimum 2 antennes Tx et 2 antennes Rx.

5.1 Protocole expérimental

À défaut d’avoir tous les composants nécessaires à la réalisation d’un système de transmission MIMO à 60 GHz pour mesurer les performances du système, on utilise une méthode de mesure indirecte pour caractériser complètement le canal MIMO. Pour y parvenir on cherche à obtenir la réponse impulsionnelle complète (amplitude et phase) de chaque canal du système MIMO.

Grâce aux VNA à notre disposition, on est capable d’obtenir les paramètres S de n’importe quel dipôle ou quadripôle dans le cas d’un VNA à deux entrées et deux sorties. C’est le VNA qui joue simultanément le rôle de l’émetteur et du récepteur sur la plage de fréquence désirée. Il suffit alors d’y brancher les antennes pour mesurer les paramètres S du système ainsi formé.

Comme on ne possède que deux antennes, il est inutile d’utiliser un VNA 2×2 ports. Ce qui nous intéresse c’est le paramètre S_{21} qui correspond à la réponse fréquentielle des signaux transmis du port 1 au port 2. En choisissant correctement les paramètres de mesures, c’est-à-dire l’intervalle de fréquence à balayer Δ_f , ainsi que le nombre de points n_f (résolution du balayage fréquentielle δ_f), on est capable d’obtenir la réponse impulsionnelle du canal en calculant la transformée de Fourier inverse de la réponse fréquentielle mesurée. Celle-ci aura

une résolution temporelle $\delta_t = \frac{1}{\Delta_f}$ et une durée $\Delta_t = \frac{1}{\delta_f}$. Par conséquent, pour avoir une réponse impulsionnelle pertinente, il faut que celle-ci soit :

- De durée Δ_t égale à plusieurs fois le temps symbole $T_s = \frac{1}{B}$ (avec une largeur de bande $B = 1$ GHz) pour être capable de détecter le trajet LOS ainsi que les éventuels multi-trajets. On ne pourra pas détecter de trajets ayant un délai supérieur à Δ_t .
- De résolution δ_t inférieure à T_s afin d'être capable de résoudre d'éventuels multi-trajets arrivant à l'intérieur d'un même temps symbole. On ne pourra pas résoudre deux trajets ayant une différence de délai inférieure à δ_t .

De plus, il faut que la sensibilité S du VNA (cf. équation 5.1) soit la plus faible possible pour détecter les signaux dont l'amplitude a été très fortement atténuée. En choisissant une faible largeur de bande pour le filtre de la fréquence intermédiaire du récepteur (IF¹ bandwidth), on diminue la puissance du bruit P_N au récepteur (cf. équation 5.2).

$$S = P_N \text{ (dBW)} + N_F \text{ (dB)} \quad (5.1)$$

$$P_N = 10 \log_{10}(k_B T B_{IF}) \text{ (dBW)} \text{ avec :} \quad (5.2)$$

- Constante de Boltzmann : $k_B = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ (J.K}^{-1}\text{)}$
- Largeur de bande du filtre IF : $B_{IF} \text{ (Hz)}$
- Température absolue à l'entrée du récepteur : $T \text{ (}^\circ \text{K)}$
- Facteur de bruit au récepteur (NF²) : N_F

5.1.1 Hypothèses

- Pour que les mesures des canaux fonctionnent, on fait l'hypothèse qu'ils sont invariants dans le temps durant toute la période de mesure qui correspond au balayage fréquentiel effectué par le VNA.
- Le calibrage du VNA reste valide durant l'ensemble des mesures.
- Les canaux sont indépendants entre eux, ce qui permet d'utiliser le principe de superposition pour construire la matrice H . On peut mesurer indépendamment la réponse fréquentielle de chaque canal h_{ij} en translatant le réseau de patches de D .
- Les canaux $h_{12} = h_{21}$ et $h_{11} = h_{22}$ du fait de l'utilisation d'une configuration MIMO symétrique. De ce fait, seule deux mesures sont nécessaires pour mesurer le canal MIMO, ce qui réduit le problème de stationnarité des canaux durant les mesures.

1. Intermediate Frequency
2. Noise Factor

5.1.2 1^{ère} étape : La calibration du VNA

Pour que la mesure du canal (S_{12} et S_{21}) soit la plus précise possible, il faut corriger l'effet de tous les éléments se trouvant entre le VNA et les antennes (câbles, connecteurs, guides d'ondes, etc.) afin de limiter les erreurs systématiques.

La calibration du VNA permet d'obtenir :

- $S_{12} \approx 0$ dB avec phase nulle
- $S_{21} \approx 0$ dB avec phase nulle
- $S_{11} < -40$ dB avec phase nulle
- $S_{22} < -40$ dB avec phase nulle

lorsque l'on relie les deux guides d'ondes finaux où seront connectés les antennes (cf. figure 5.1). De cette manière, on s'assure que les paramètres S que l'on mesure ont bien pour entrée/sortie le connecteur des antennes. Ce qui correspond à la réponse fréquentielle du canal H (incluant les antennes) notée H_f .

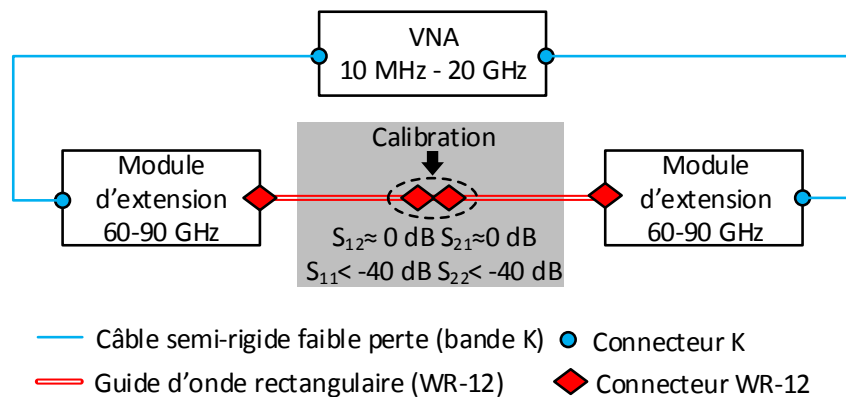


Figure 5.1 Calibration du VNA

On utilise le kit de calibration standard WR-12 (cf. annexe H), de type TRL³ qui permet la calibration en 6 étapes :

1. On configure les paramètres du VNA (fréquences de départ et de fin, nombre de points, largeur de bande IF, etc.).
2. On mesure les réflexions sur le port 1 en y connectant un étalon de type court-circuit ("short").
3. On mesure les réflexions sur le port 2 en y connectant un étalon de type court-circuit ("short").

3. Thru, Reflect, Line

4. On mesure la transmission entre les ports 1 et 2 en y connectant un étalon de type "through" de longueur électrique connue.
5. On mesure la transmission entre les ports 1 et 2 en y connectant un étalon de type "through" de longueur électrique égale à $\frac{1}{4}\lambda_c$.
6. On applique et on sauvegarde la calibration qui reste valide pour la journée au maximum.

Les résultats obtenus après calibration sont donnés à l'annexe I.

5.1.3 2^e étape : Mise en place du banc de mesures

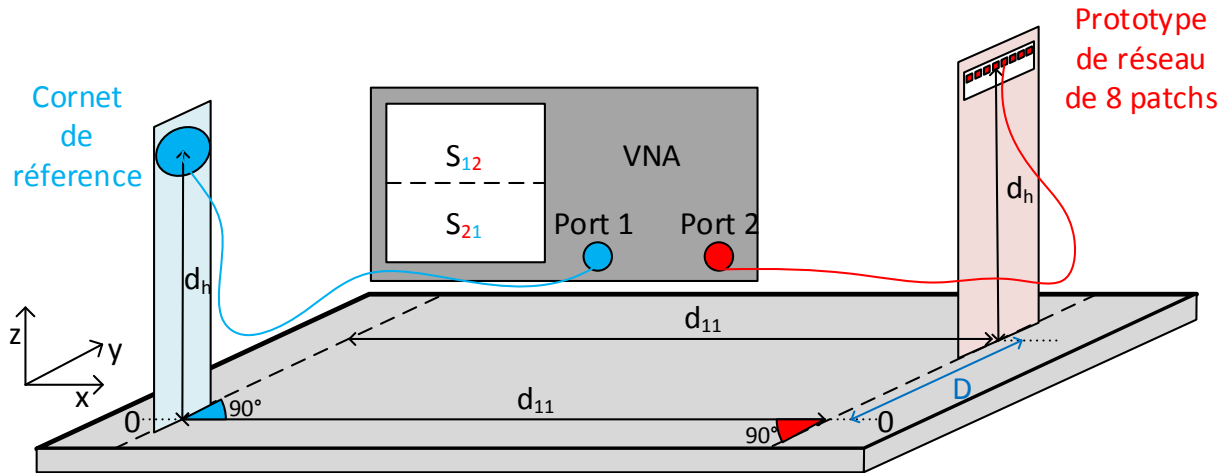


Figure 5.2 Représentation schématique du banc de mesures

1. Graduer le banc de mesures comme présenté à la figure 5.2.
2. Placer et fixer le support (avec le module d'extension) du cornet de référence à l'origine du repère.
3. Placer et fixer le support (avec le module d'extension) du prototype de réseau de 8 patches à la même ordonnée que celle du cornet de référence et à une distance d_{11} de celui-ci (axe des abscisses). La hauteur d_h des antennes est la même durant toutes les mesures (axe des cotes).
4. Fixer fermement les antennes à leur support de manière à ce qu'elles soient alignées et à la même hauteur d_h . On utilise pour cela un niveau à bulle équipé d'un laser.
5. On dégage au maximum l'espace environnant et on place des absorbants sur la table et autour des antennes pour éviter les réflexions.

6. Régler le VNA de manière à pouvoir observer le signal transmis (S_{12} et S_{21}) en amplitude (dB). On corrige l'orientation des antennes pour avoir un angle d'arrivée $\phi_{11} = \frac{\pi}{2}$. On sait que la puissance transmise va être maximale lorsque les angles d'arrivée vaudront $\frac{\pi}{2}$ car le gain des antennes sera alors maximum. On doit donc trouver le maximum de S_{12} (ou S_{21}) pour orienter correctement les antennes.
7. On corrige les axes qui portent les supports des deux antennes, afin de pouvoir translater les antennes sans changer leur orientation.

5.1.4 3^e étape : Mesures et traitement des données

1. On commence par effectuer une première mesure pour $D = 0$ m, afin d'obtenir les canaux directs h_{11} et h_{22} . La mesure dure une vingtaine de minutes. C'est le temps nécessaire pour balayer l'intervalle de fréquence paramétré.
2. Lorsque le balayage est terminé, on sauvegarde chaque paramètre S sous forme d'un nombre complexe. On obtient un fichier .s2p contenant une ligne pour chaque fréquence balayée, avec la valeur de la fréquence suivie des quatre paramètres S sous forme complexe. Les valeurs étant séparées par des tabulations.
3. On translate uniquement le réseau de patches pour obtenir la distance D désirée, puis on relance la mesure.
4. Lorsque le balayage est terminé, on sauvegarde les paramètres S dans un fichier .s2p.
5. On effectue la transformée de Fourier inverse de chaque réponse fréquentielle $h_{f_{ij}}[n]$ (avec $n \in \llbracket 0, n_f - 1 \rrbracket$) pour obtenir leur réponse impulsionnelle $h_{ij}[n]$.
6. On récupère la valeur du canal correspondant à l'arrivée du signal LOS pour obtenir le canal LOS h_{ij} (cf. équation 5.3). Il s'agit du maximum de l'amplitude de la réponse impulsionnelle des canaux h_{ii} .

$$|h_{ij}| = \max_n(|h_{ij}[n]|) \Rightarrow h_{ij} = h_{ij}[n_{max}] \quad (5.3)$$

avec n_{max} la valeur de n pour laquelle on obtient le maximum de $|h_{ij}[n]|$. Elle correspond au délai de propagation du signal LOS lorsqu'elle est multipliée par δ_t .

7. On obtient la matrice du canal H grâce au principe de superposition (et à la symétrie du système) qui permet de la reconstruire (cf. équation 5.4) à partir de la toute première mesure pour $D = 0$ qui donne h_{11} et h_{22} et de la mesure pour la valeur de D désirée qui donne alors h_{12} et h_{21} . La symétrie du système permet de ne faire qu'une

mesure en ne translatant qu'une seule antenne, ce qui minimise les erreurs.

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{21} & h_{11} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

8. On répète les étapes 3 à 7 autant de fois que nécessaire pour obtenir les matrices H pour l'ensemble des valeurs de D désirées.

5.2 Mesures

Plusieurs scénarios de mesures vont être examinés pour valider les hypothèses de départ d'une part, et pour vérifier les résultats obtenus par simulations (cf. Chapitre 4) d'autre part. La configuration générale du système est fixée et reste la même pour tous les scénarios de mesures.



Figure 5.3 Photographie du banc de mesures

Configuration générale (cf. figure 5.3) :

- Balayage fréquentiel : 60 – 64 GHz (car le réseau de patches est adapté pour cette gamme de fréquences, $S_{11} < -10$ dB cf. figure 4.18). $\Delta_f = 4$ GHz
- Nombre de points $n_f = 1601$
- Résolution fréquentielle $\delta_f = \frac{4 \cdot 10^9}{1601} \approx 2.50$ MHz
- IF Bandwidth $B_{IF} = 10$ Hz
- Modèle de VNA : Agilent E8362B (10 Mhz - 20 Ghz)
- Puissance émise par le VNA : -17dBW
- Extension en ondes millimétriques pour VNA : V12VNA2-T/R (60 - 90 GHz)
- Antenne 1 : cornet de référence : cca12609020R, CERNEX Inc USA (cf. figure 5.4)
- Antenne 2 : prototype de réseau de 8 patches avec chapeaux (cf. figure 5.4)
- Hauteur du trajet LOS par rapport à la table $d_h = 13$ cm
- Support principal : table en bois à 74 cm du sol
- Distance Tx-Rx $d_{11} = 54$ cm
- Absorbants sur la table et en arrière des antennes pour éviter les réflexions sur les éléments métalliques

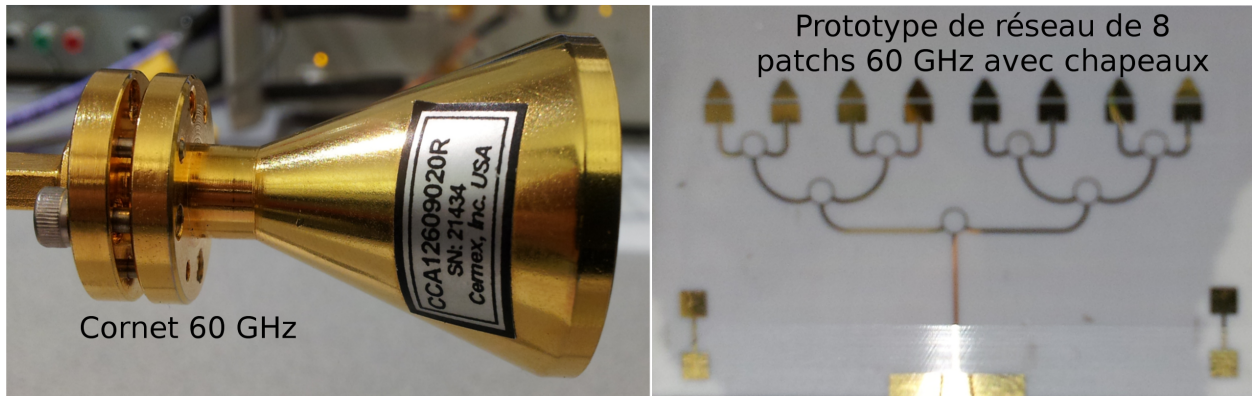


Figure 5.4 Photographie des antennes utilisées

5.2.1 Validation des hypothèses

Dans un premier temps on cherche le seuil de bruit relatif au système de mesure. Ce seuil est sans unité et est exprimé en décibel puisqu'il est relatif à la calibration du VNA. Le scénario 0 présenté à la figure 5.5 montre comment ce seuil est mesuré. On place d'épais absorbants d'ondes millimétriques devant chaque antenne de manière à absorber toutes ondes millimétriques qui pourraient constituer un signal. Ainsi, on observe seulement le bruit de mesure aux antennes. La position des antennes n'a aucune importance pour cette mesure, il faut seulement faire en sorte d'absorber tous les signaux aux antennes.

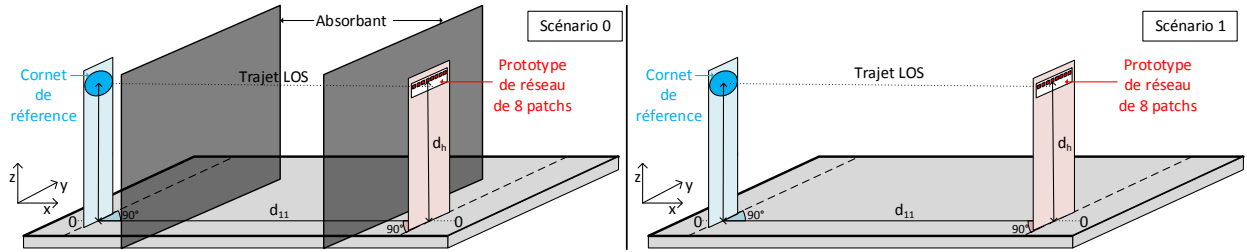


Figure 5.5 Schéma des scénarios de mesures

La figure 5.6 donne la réponse impulsionnelle (en amplitude) mesurée par le VNA. On observe une amplitude relative d'au plus -105 dB, ce qui constitue le seuil de bruit, et donc la sensibilité maximale du VNA puisque tout signal ayant une amplitude inférieure à -105 dB sera considéré comme du bruit.

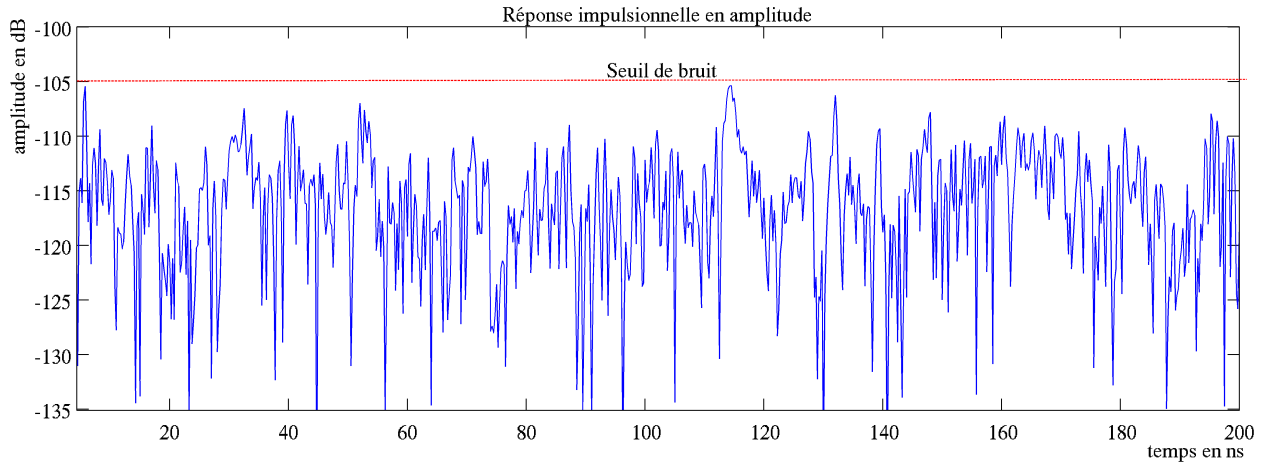


Figure 5.6 Mesure du seuil de bruit du VNA

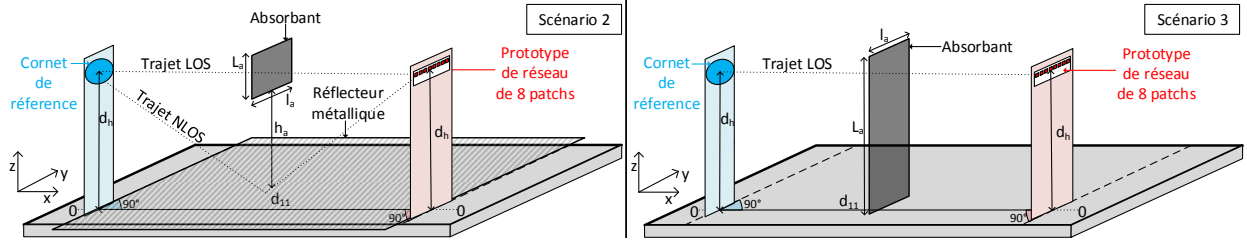


Figure 5.7 Schéma des scénarios de mesures

Maintenant que l'on connaît la sensibilité du VNA on cherche à valider l'hypothèse de départ qui consistait à ne considérer que le trajet LOS dans nos modèles de canal de transmission à 60 GHz. On utilise plusieurs scénarios (cf. figure 5.5, 5.7 et tableau 5.1) :

- Scénario 1 : Les deux antennes sont alignées de manière à utiliser le gain maximum du lobe principal sur le trajet LOS. On mesure la réponse impulsionnelle en amplitude du canal qui est présentée à la figure 5.8 (courbe bleue). Le signal dominant arrive à $t = 3.5$ ns avec une amplitude de -43.2 dB. Il s'agit de celui issu du trajet LOS.
- Scénario 2 : Cette fois-ci, on place un morceau d'absorbant sur le trajet LOS de manière à l'empêcher. On mesure la réponse impulsionnelle en amplitude du canal (cf. figure 5.8 courbe rouge). Le signal dominant arrive à $t = 3.5$ ns avec une amplitude de -90.0 dB, soit atténué de près de 47 dB par rapport au scénario 1 avec LOS. Soit l'absorbant n'est pas assez épais pour absorber complètement les signaux issus du trajet LOS. Soit ce sont des trajets NLOS⁴ avec un délai τ inférieur à la résolution temporelle ($\tau \in [3.5 - \delta_t, 3.5 + \delta_t]$ ns) qui sont responsables du maximum à $t = 3.5$ ns.
- Scénario 3 : Dans ce dernier, on reprend le scénario 2 en remplaçant l'absorbant placé sur la table par une plaque métallique de 2 mm qui fait office de réflecteur. On prend aussi un absorbant de plus petite dimension pour favoriser le trajets NLOS. On mesure la réponse impulsionnelle en amplitude du canal (cf. figure 5.8 courbe noire). Le signal dominant arrive toujours à $t = 3.5$ ns avec une amplitude de -70.8 dB, soit atténué de près de 28 dB par rapport au scénario 1 avec LOS. En forçant les trajets NLOS, on a un gain d'amplitude du signal dominant de près de 20 dB par rapport au scénario 2. Avec ce scénario, on démontre la présence de trajets NLOS. Cependant, ceux-là étant atténués de près de 28 dB par rapport au trajet LOS (scénario 1), on peut aisément négliger leurs impacts lorsque le signal LOS est dominant.

4. Non Line of Sight

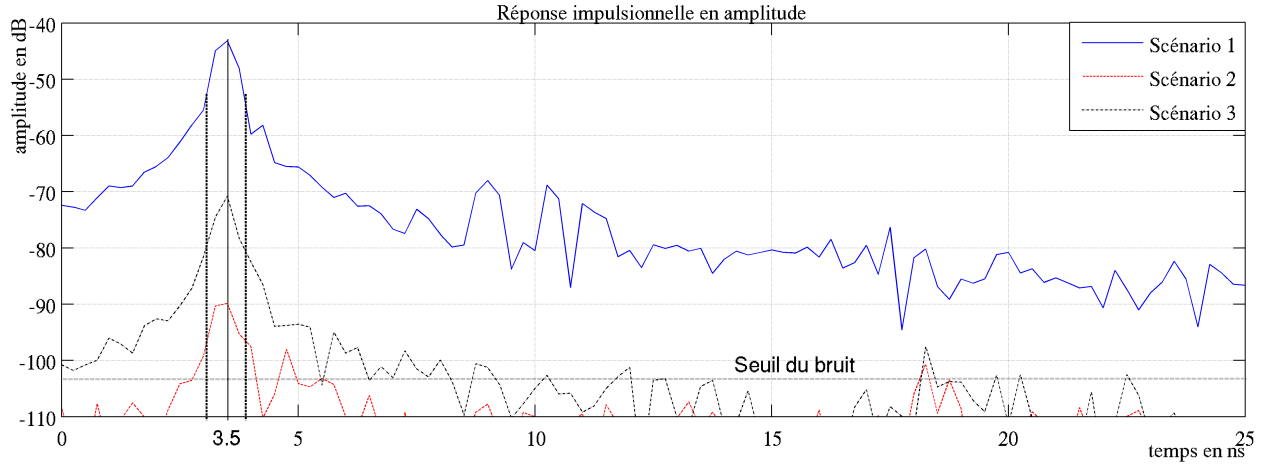


Figure 5.8 Meures des réponses impulsionnelles des scénarios 1 à 3

D'autre part, quelque soit le scénario (cf. tableau 5.1) on remarque que :

- Il n'y a aucun autre pic d'amplitude significatif autre que celui du signal dominant. Ce qui permet d'exclure la présence de multi-trajets d'amplitude comparable qui arriveraient après celui-ci ($t > 3.5 + \delta_t$ ns). En revanche, on est incapable de dire si durant l'intervalle de temps $[3.5, 3.5 + \delta_t]$ on a reçu des signaux issus de trajets différents à cause de la résolution temporelle δ_t .
- Même lorsque le signal issu du trajet LOS est très atténué, on observe qu'il reste dominant (au moins 10 dB au dessus des autres). On peut donc continuer à transmettre de l'information à condition que l'amplitude du signal reçu au Tx soit suffisante pour satisfaire les conditions sur le SINR pour détecter l'information transmise.

Tableau 5.1 Caractéristiques des scénarios 1 à 3

Scénario	L_a (cm)	l_a (cm)	h_a (ns)	Amplitude max	T_d à 10 dB (ns)	B_c (GHz)
1	-	-	-	-43.2 dB	0.80	1,25
2	25	12	-	-70.8 dB	0.88	1.14
3	12	12	6	-89.9 dB	1.09	0.92

Pour vérifier l'hypothèse de stationnarité du canal, on effectue deux mesures avec le scénario 1 à une minute d'intervalle. Les résultats sont données à la figure 5.9. L'erreur entre les deux mesures reste inférieure à 1 dB lorsque $t < 8$ ns. On peut considérer que sur l'intervalle de temps qui nous intéresse (proche du signal dominant), le canal est stationnaire.

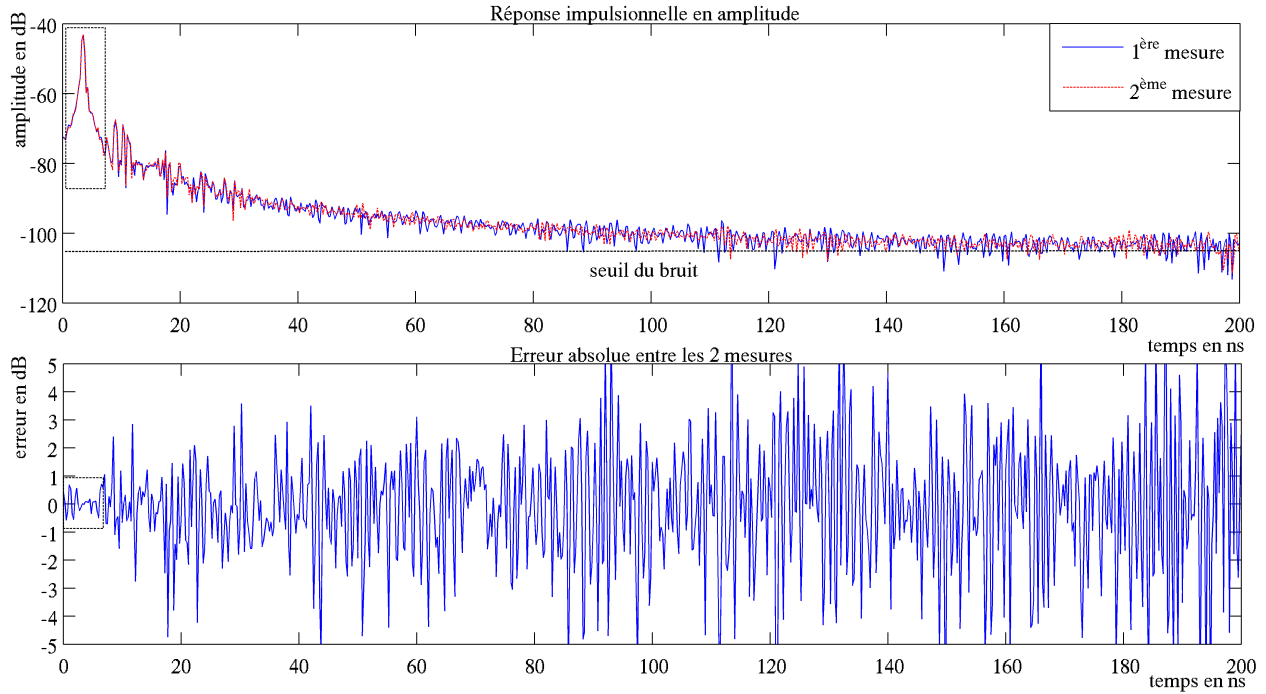


Figure 5.9 Mesures des réponses impulsionnelles et erreur associée

5.2.2 Confirmation des simulations

Cette partie vise à essayer de retrouver les résultats obtenus par calcul ou par simulation dans les sections 4.1.4 et 4.2.3. La représentation schématique du banc de mesures est présentée à la figure 5.2.

Hypothèses On reprend les mêmes que lors de l'étude paramétrique. Cependant, les valeurs de certains paramètres ne peuvent pas être respectées à cause des contraintes matérielles :

- Distance $d_{11} = 54$ cm. On est limité par la longueur des câbles (bande K) reliant le VNA aux modules d'extension. Il faut aussi considérer les pertes, dont celles dues aux câbles afin que le VNA puisse détecter les signaux fortement atténués par la directivité des antennes.
- Variable : $D \in [2, 38]$ cm avec un pas de 2 cm. L'intervalle est choisi de manière à ce que la distance D soit strictement inférieure à d_{11} et de manière à avoir un pas suffisamment grand pour permettre la translation manuelle du support du prototype de réseau de patches. La précision de la translation étant au mieux de l'ordre du centimètre. De plus, comme chaque mesure dure une vingtaine de minutes (le temps d'effectuer le balayage fréquentiel) on est obligé de limiter le nombre de mesures.
- Une des antennes est un cornet (60 GHz) au lieu d'un prototype de réseau de 8 patches. Le diagramme de rayonnement mesuré du cornet est donné en annexe J.

Résultats Les résultats obtenus via les mesures ne sont normalisés ni par la puissance de transmission, ni par le gain des antennes comme c'était le cas lors de l'étude paramétrique et lors des simulations. On normalise les termes mesurés \bar{h}_{ij} (de la matrice H) en considérant que l'amplitude des canaux mesurés \bar{h}_{ii} doit être la même que celle des canaux calculés \tilde{h}_{ii} . On utilise ces termes pour effectuer la normalisation car ils sont constants quelque soit D et servent donc de référence. L'équation 5.5 donne l'expression de la normalisation

$$h_{ij} = \left| \frac{\tilde{h}_{ii}}{\bar{h}_{ii}} \right| \bar{h}_{ij} \quad (5.5)$$

De plus, il y a un léger décalage entre les valeurs mesurées et celles calculées, dû à une erreur systématique d'environ 2 cm, sur la distance D . Cette erreur provient sûrement d'une erreur de positionnement de l'origine servant à mesurer la distance D lors de la mise en place du banc de mesures. Pour corriger cette erreur, on soustrait 2 cm à toutes les valeurs de D mesurées.

La figure 5.10 présente l'évolution des termes $|h_{ij}|^2$ de la matrice du canal H , ainsi que celle du SIR en fonction de D . Les résultats mesurés sont comparés sur la même figure avec ceux issus du modèle mathématique qui intègre les diagrammes de rayonnement mesurés du prototype de réseau de patches (cf. figure 4.20) et du cornet (cf. annexe J).

On remarque que les termes non diagonaux issus des mesures et ceux issus des calculs sont quasi confondus jusqu'à $D = 14$ cm. Ensuite les deux courbes gardent une allure semblable, mais sont décalées d'environ 20 dB. En conséquence de quoi, le SIR mesuré est beaucoup plus faible que celui attendu lorsque $D \geq 15$ cm.

Les valeurs mesurées sont très faibles, mais elles restent toujours supérieures au seuil du bruit du VNA. On mesure donc bien le signal et pas le bruit. Cette différence pourrait s'expliquer par le fait que les antennes atténuent moins que prévu les signaux qui arrivent loin du lobe principal ($\phi = \frac{\pi}{2}$). C'est-à-dire sur les lobes secondaires dans le cas du prototype de réseau de patches.

Il y a aussi un décalage de quelques centimètres entre l'extremum local mesuré et celui calculé. La faible résolution des courbes issues des mesures ne permet pas de savoir exactement où se trouve l'extremum, ce qui introduit une erreur. De même, pour les résultats calculés, la faible résolution des diagrammes de rayonnement mesurés (entre 0.5 et 1 degré) risque d'introduire une erreur sur les extremums.

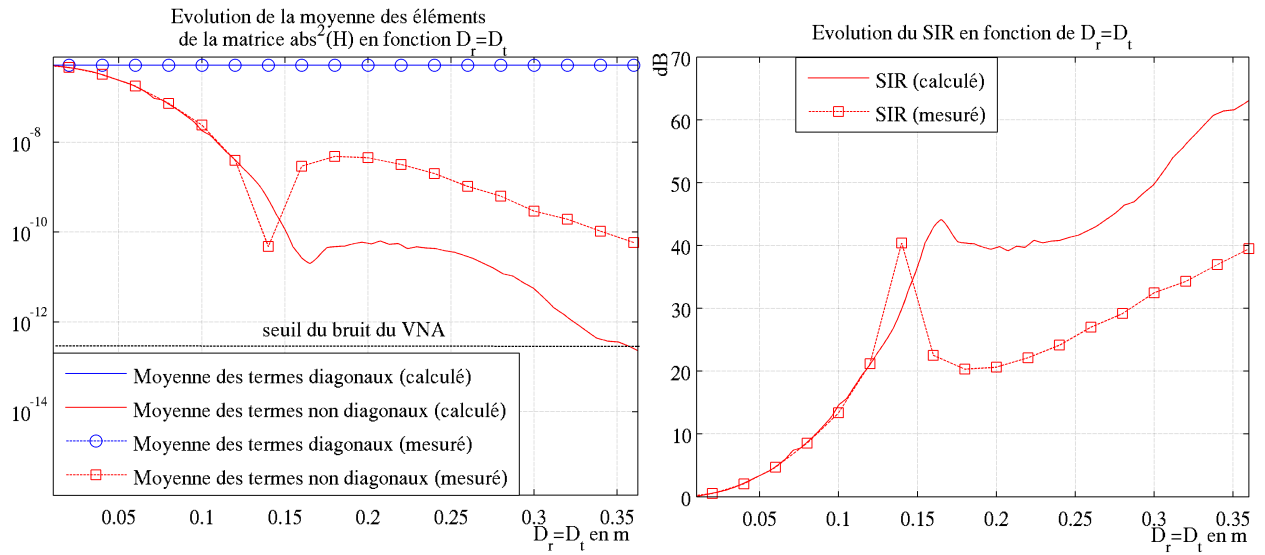


Figure 5.10 Évolution des termes de la matrice du canal en fonction de D

La figure 5.11 présente l'évolution des capacités en fonction de D . La capacité C_{MIMO} issue des mesures est très proche de celle issue des calculs. On retrouve l'écart observé sur le SIR pour $D \in [14, 32]$ cm. Ensuite, les deux courbes sont à nouveau quasi confondues alors que le SIR continue d'augmenter et que la différence entre celui issu des mesures et celui issu des calculs reste de l'ordre de 20 dB. Ce plafonnement de la capacité s'explique par le fait que la puissance des interférences diminue jusqu'à devenir négligeable devant le bruit thermique. On commence à observer ce phénomène lorsque $SIR > 35$ dB.

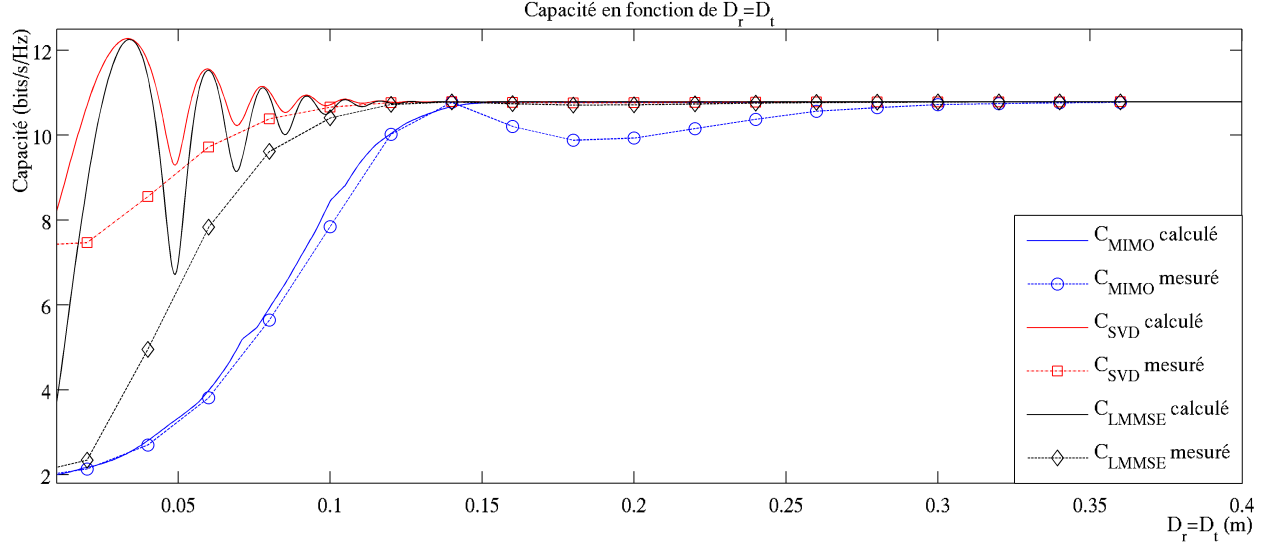


Figure 5.11 Évolution des capacités en fonction de D

Pour les capacités C_{SVD} et C_{LMMSE} , les courbes issues des mesures et des calculs sont quasi confondues pour $D \geq 14$ cm. En revanche, sur la partie transitoire ($D < 14$ cm), on n'observe aucune oscillation sur les courbes issues des mesures. Celles-ci semblent suivre l'enveloppe inférieure des oscillations des courbes issues des calculs. Cette absence d'oscillation peut s'expliquer :

- Par la résolution insuffisante de la courbe issue des mesures. Cependant, les valeurs de D pour lesquelles les mesures ont été faites ne correspondent pas à des minimums locaux sur la courbe issue des calculs. On aurait donc dû observer des pics de capacité sans pour autant voir correctement les oscillations.
- Par l'absence de variation de la différence de phase entre les signaux d'intérêt et les signaux interférant (cf. équation 4.30). Le canal mesuré se comporte comme si $\forall D \ \omega_{12} = \omega_{21} = k\pi$ avec $k \in \mathbb{Q}$.

Conclusion La méthode de mesure indirecte des performances des systèmes MIMO étudiés a certes ses limites, mais elle permet de valider plusieurs des hypothèses de départ, grâce à l'analyse des réponses impulsionnelles.

D'autres part, même si on ne peut pas mesurer directement les performances, on est capable à partir des mesures de la matrice du canal H de retrouver l'allure générale des courbes de performances issues des calculs.

CHAPITRE 6

CONCLUSION

6.1 Synthèse des travaux

Les travaux présentés dans ce mémoire pour évaluer la faisabilité d'intégration d'un système MIMO dans un système de transmission sans-fil fonctionnant sur les ondes millimétriques et plus particulièrement à 60 GHz ont permis de mettre en avant des alternatives à la technique conventionnelle qui nécessite un traitement du signal à l'émetteur comme au récepteur pour rendre les canaux MIMO orthogonaux à l'aide de la SVD. Ces alternatives ont pour but de simplifier les opérations de traitement du signal qui deviennent difficiles à effectuer numériquement à mesure que la largeur de bande augmente.

À l'aide des modèles mathématiques du canal MIMO basés sur l'hypothèse de canaux LOS, on a pu montrer que la directivité des réseaux de patchs qui dépend du nombre de patchs et de la distance les séparant permet lorsque les réseaux Rx (et Tx) sont suffisamment éloignés d'atteindre les performances du système MIMO avec SVD équivalent. Cependant l'éloignement minimum pour obtenir ce résultat croît avec l'augmentation de la distance Tx-Rx. Il devient rapidement assez difficile de respecter cette contrainte si on considère un système de transmission intérieur, de type point d'accès sans-fil. Utiliser le multiplexage spatial perd alors tout son intérêt.

Cette contrainte n'existe pas vraiment pour les systèmes MIMO avec SVD qui peuvent utiliser la puissance des signaux interférant pour améliorer les performances du système. Toutefois cette amélioration dépend du conditionnement de la matrice du canal qui oscille de manière pseudo périodique lorsque le déphasage entre le signal d'intérêt et les signaux interférant varie.

On a vu qu'en ajoutant à notre système MIMO un estimateur LMMSE au récepteur, on obtient le même comportement avec des performances inférieures à celles du système MIMO avec SVD lorsque le déphasage entre le signal d'intérêt et les signaux interférant est différent de $\pm 90^\circ$. Avec l'estimateur LMMSE, on peut profiter du multiplexage spatial en ayant une distance minimale entre les réseaux Rx (et Tx) beaucoup plus faible.

D'autre part, on a validé le modèle mathématique des réseaux de patchs qui donne une bonne estimation du diagramme de rayonnement mesuré du prototype de réseau de patch sur lequel on a travaillé. Les performances obtenues avec le diagramme de rayonnement calculé sont comparables à celle obtenues avec celui mesuré. On a aussi validé en partie le modèle

de canal MIMO à 60 GHz, en comparant ses résultats de performances avec ceux obtenus à l'aide d'une méthode de mesure indirecte qui a permis d'obtenir la réponse impulsionnelle des canaux à partir de la mesure de la réponse fréquentielle effectuée par un VNA. Ces mesures ont aussi permis de vérifier l'hypothèse de départ comme quoi le canal pouvait être considéré comme LOS et déterministe.

6.2 Limitations de la solution proposée

L'étude est faite sur un système MIMO symétrique pour simplifier l'analyse des paramètres. Cependant dès que le système n'est plus parfaitement aligné, il devient très rapidement impossible de transmettre à cause de la directivité des antennes qui nécessite que le lobe principal soit orienté dans la direction de l'antenne d'intérêt. Sinon le signal s'atténue à mesure qu'on s'éloigne du lobe principal et devient trop faible pour être détecté.

On ne prend pas non plus en considération les réflexions du premier ordre que l'on peut négliger en présence du trajet LOS. Cependant, si le trajet LOS est fortement atténué, certains trajets NLOS peuvent devenir dominants et être utilisés à condition que le lobe principal des antennes soit correctement orienté pour ne pas atténuer les signaux issus de ces trajets.

6.3 Améliorations futures

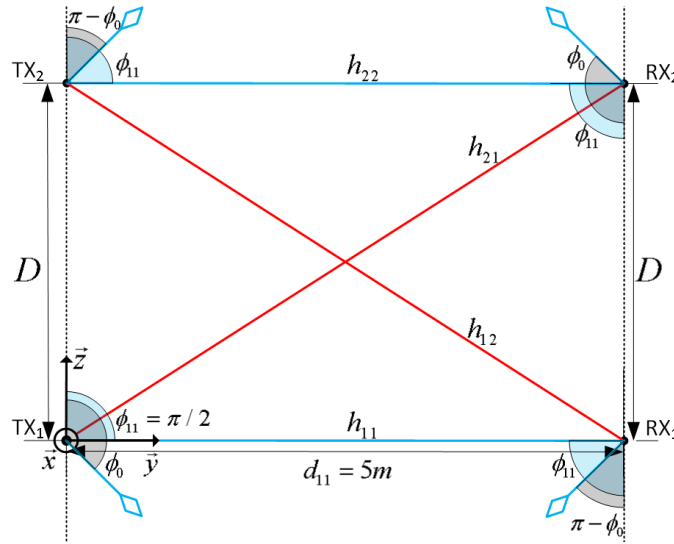


Figure 6.1 Schéma du système MIMO avec beamforming

Pour répondre aux limitations, on pourrait ajouter une technique d'orientation du lobe principal ("beamforming") [23] au niveau des réseaux de patches Rx et Tx. Le système pourrait

alors s'adapter à la configuration spatiale des antennes en orientant correctement les lobes principaux vers les antennes d'intérêt.

Pour illustrer simplement l'utilité du beamforming, on a repris le scénario présenté à la section 4.1.4 qui consiste à analyser l'influence de la distance D sur les performances des différents systèmes MIMO, et on y a ajouté un beamforming symétrique aux antennes Rx et Tx, comme présenté à la figure 6.1. Soit ϕ_0 l'angle vers lequel on oriente les lobes principaux.

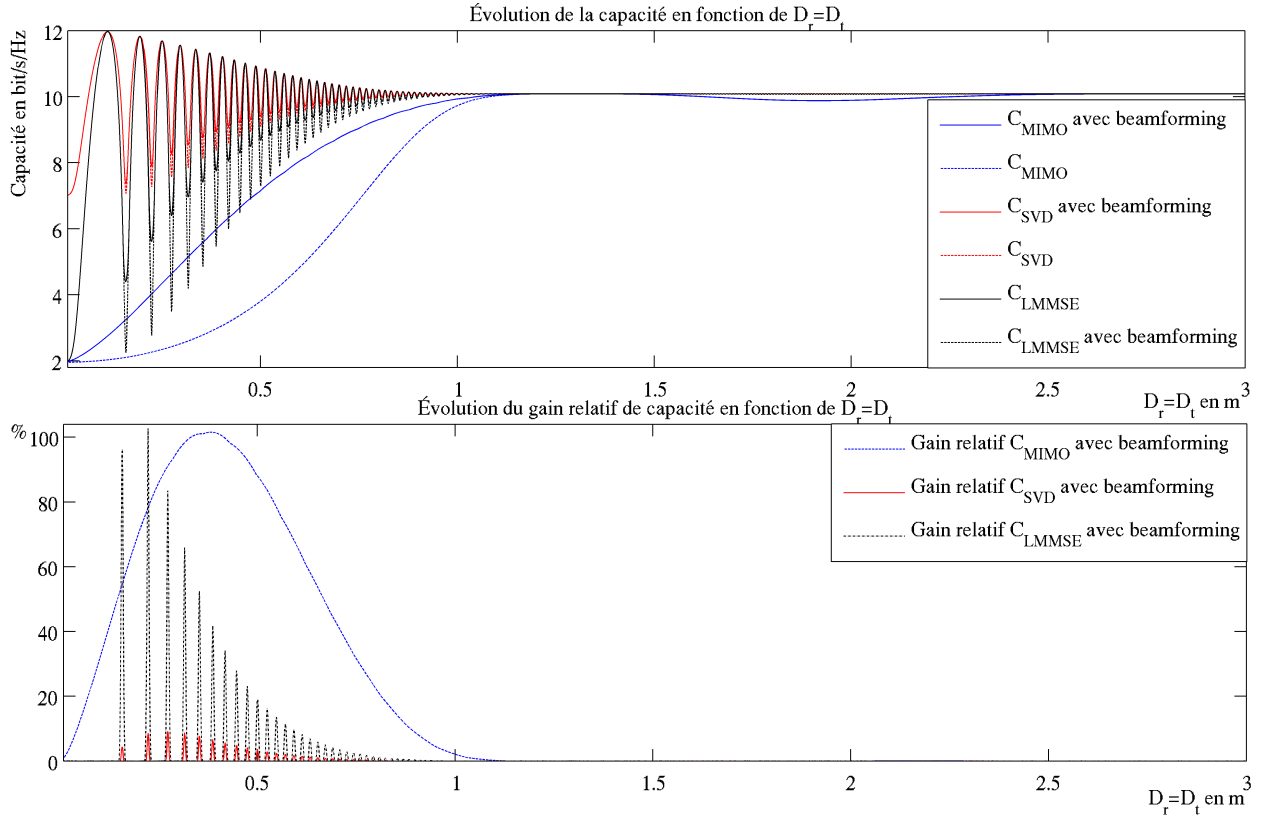


Figure 6.2 Évolution des capacités avec et sans beamforming en fonction de D

Pour chaque valeur de D on cherche l'angle optimal ϕ_0 qui permet de maximiser la capacité des différents systèmes MIMO. On utilise un pas de 1° . Les capacités maximales obtenues avec beamforming sont comparées avec celles obtenues sans à la figure 6.2. On observe une amélioration notable des capacités C_{MIMO} et C_{LMMSE} lorsque $D < 1$ m, avec un gain relatif pouvant atteindre 100%. Pour la capacité C_{SVD} , l'amélioration reste très limitée puisque le gain relatif ne dépasse pas 10%. Les capacités restent ordonnées telles que $C_{SVD} \geq C_{LMMSE} > C_{MIMO}$ mais les écarts se resserrent.

La figure 6.3 présente les angles ϕ_0 optimaux en fonction de D . On remarque qu'une

amplitude de moins de 10 degrés est nécessaire pour optimiser les capacités.

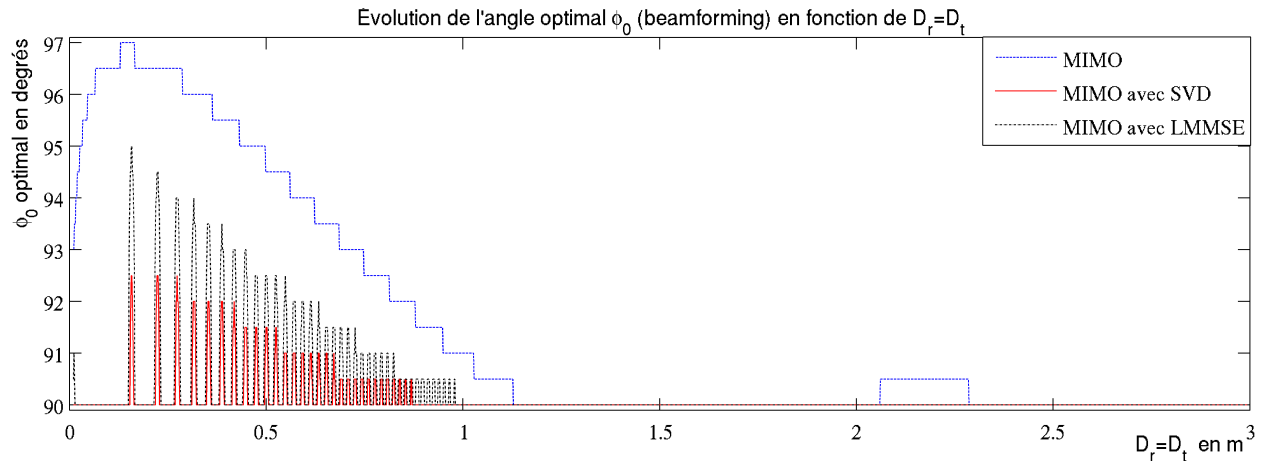


Figure 6.3 Évolution de l'angle ϕ_0 optimal en fonction de D

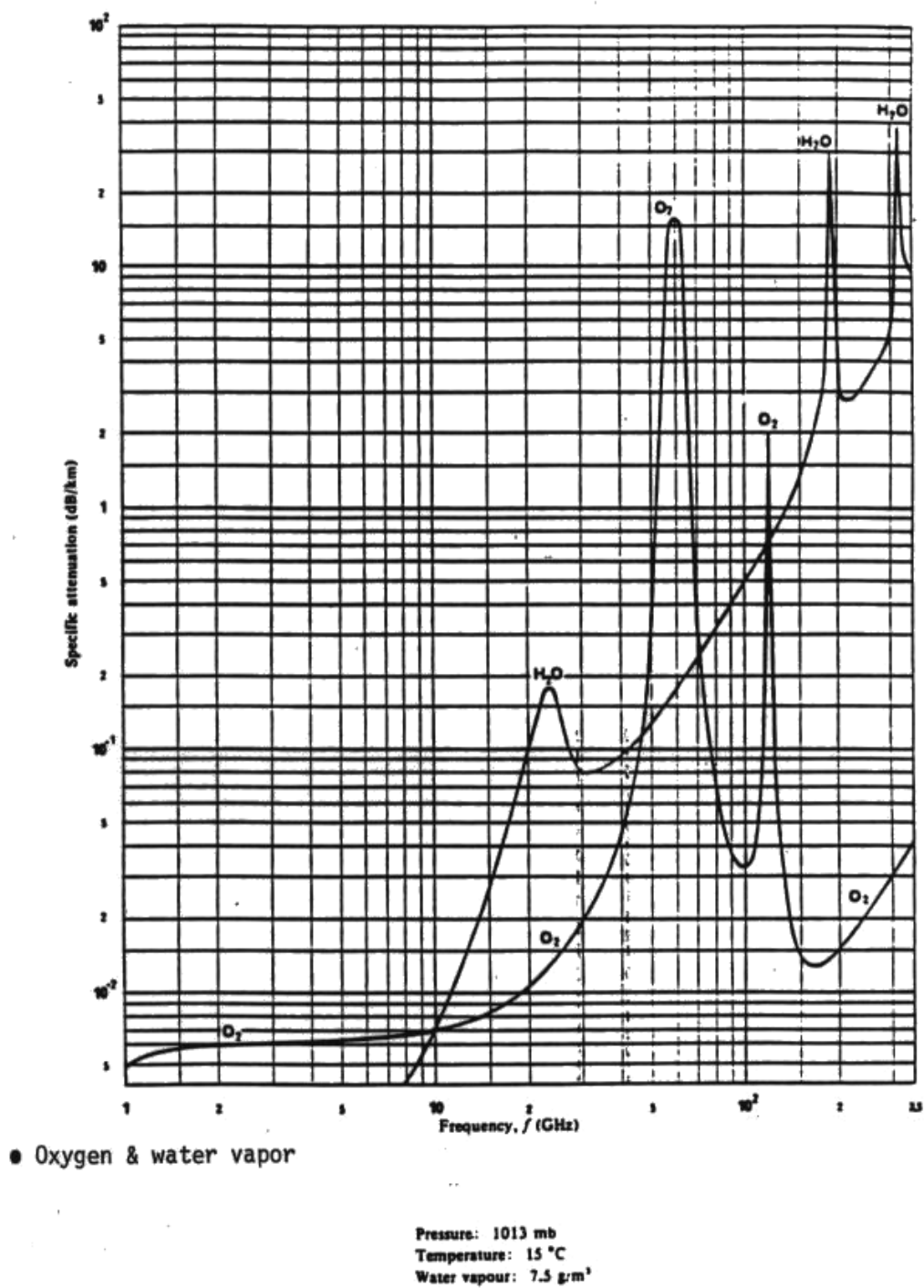
RÉFÉRENCES

- [1] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005.
- [2] B. Clerckx and C. Oestges, *MIMO Wireless Networks : Channels, Techniques and Standards for Multi-Antenna, Multi-User and Multi-Cell Systems*. Elsevier Science, 2013. [Online]. Available : <http://books.google.ca/books?id=drEX1J7jHUIC>
- [3] F. C. Commission, *Millimeter wave propagation : spectrum management implications*, Federal Communications Commission Office of Engineering and Technology Bulletin no. 70, New Technology Development Division, Washington, DC, USA, July 1997.
- [4] A. Technologies, “Wireless lan at 60 ghz - ieee 802.11ad explained,” 2013.
- [5] D. M. Pozar, *Microwave and RF Design of Wireless Systems*, 1st ed. New York, NY, USA : John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [6] ITU-R, “Recommendation itu-r p676-3 attenuation by atmospheric gases,” 1998.
- [7] F. Vook, A. Ghosh, and T. Thomas, “MIMO and beamforming solutions for 5g technology,” in *Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International*, June 2014, pp. 1–4.
- [8] A. Sulyman, A. Nassar, M. Samimi, G. MacCartney, T. Rappaport, and A. Alsanie, “Radio propagation path loss models for 5g cellular networks in the 28 ghz and 38 ghz millimeter-wave bands,” *Communications Magazine, IEEE*, vol. 52, no. 9, pp. 78–86, September 2014.
- [9] T. Rappaport, S. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. Wong, J. Schulz, M. Samimi, and F. Gutierrez, “Millimeter wave mobile communications for 5g cellular : It will work!” *Access, IEEE*, vol. 1, pp. 335–349, 2013.
- [10] S. Khan, A. Tawfik, E. Vilar, and C. Gibbins, “97 ghz point-to-point line-of-sight radio link operating in an urban environment,” in *Antennas and Propagation, 1999. IEE National Conference on.*, April 1999, pp. 275–278.
- [11] A. Artemenko, A. Mozharovskiy, A. Sevastyanov, V. Ssorin, and R. Maslennikov, “High gain lens antennas for 71-86 ghz point-to-point applications,” in *Microwave Conference (EuMC), 2013 European*, Oct 2013, pp. 361–364.
- [12] T. McKenna, J. Nanzer, and T. Clark, “Experimental demonstration of photonic millimeter-wave system for high capacity point-to-point wireless communications,” *Light-wave Technology, Journal of*, vol. 32, no. 20, pp. 3588–3594, Oct 2014.

- [13] J. Gao, K. Li, T. Sato, J. Wang, H. Harada, and S. Kato, "Implementation considerations of patch antenna array for 60ghz beam steering system applications," in *Radio and Wireless Symposium, 2009. RWS '09. IEEE*, Jan 2009, pp. 35–38.
- [14] C. Karnfelt, P. Hallbjorner, H. Zirath, and A. Alping, "High gain active microstrip antenna for 60-ghz wlan/wpan applications," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 6, pp. 2593–2603, June 2006.
- [15] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna gaussian channels," *EUROPEAN TRANSACTIONS ON TELECOMMUNICATIONS*, vol. 10, pp. 585–595, 1999.
- [16] I. Tryggvi, "Line-of-sight MIMO for microwave links - adaptive dual polarized and spatially separated systems," Master's thesis, Chalmers University of Technology, 209.
- [17] E. Torkildson, U. Madhow, and M. Rodwell, "Indoor millimeter wave MIMO : Feasibility and performance," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 12, pp. 4150–4160, December 2011.
- [18] E. Torkildson, H. Zhang, and U. Madhow, "Channel modeling for millimeter wave MIMO," in *Information Theory and Applications Workshop (ITA), 2010*, Jan 2010, pp. 1–8.
- [19] J. Meilong, Y. Guosen, and S. Rangarajan, "MIMO transmission with rank adaptation for multi-gigabit 60ghz wireless," in *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2010), 2010 IEEE*, pp. 1–5.
- [20] U. Madhow and Ieee, *MultiGigabit Millimeter Wave Communication : System Concepts and Challenges*, ser. 2008 Information Theory and Applications Workshop. New York : Ieee, 2008.
- [21] C. Sheldon, E. Torkildson, S. Munkyo, C. P. Yue, U. Madhow, and M. Rodwell, "A 60ghz line-of-sight 2x2 MIMO link operating at 1.2gbps," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*, pp. 1–4.
- [22] T. Jiang, D. Hammou, C. Hannachi, M. Nedil, J.-F. Frigon, K. Wu, and S. Tatu, "Six-port technology for millimeter wave MIMO systems," in *Radar Conference (EuRAD), 2013 European*, Oct 2013, pp. 279–282.
- [23] S. Sun, T. Rappaport, R. Heath, A. Nix, and S. Rangan, "Mimo for millimeter-wave wireless communications : beamforming, spatial multiplexing, or both?" *Communications Magazine, IEEE*, vol. 52, no. 12, pp. 110–121, December 2014.

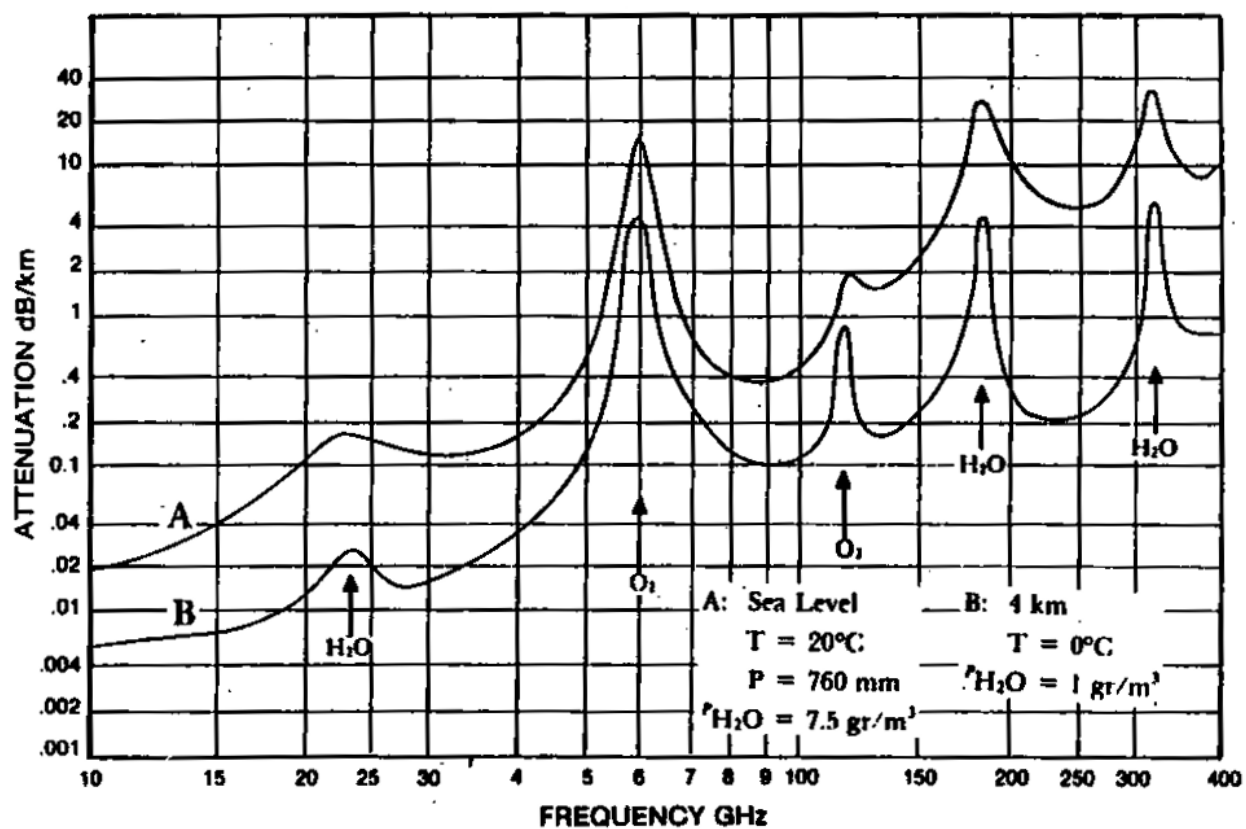
ANNEXE A

Atténuation spécifique aux gaz atmosphériques (source : [3])



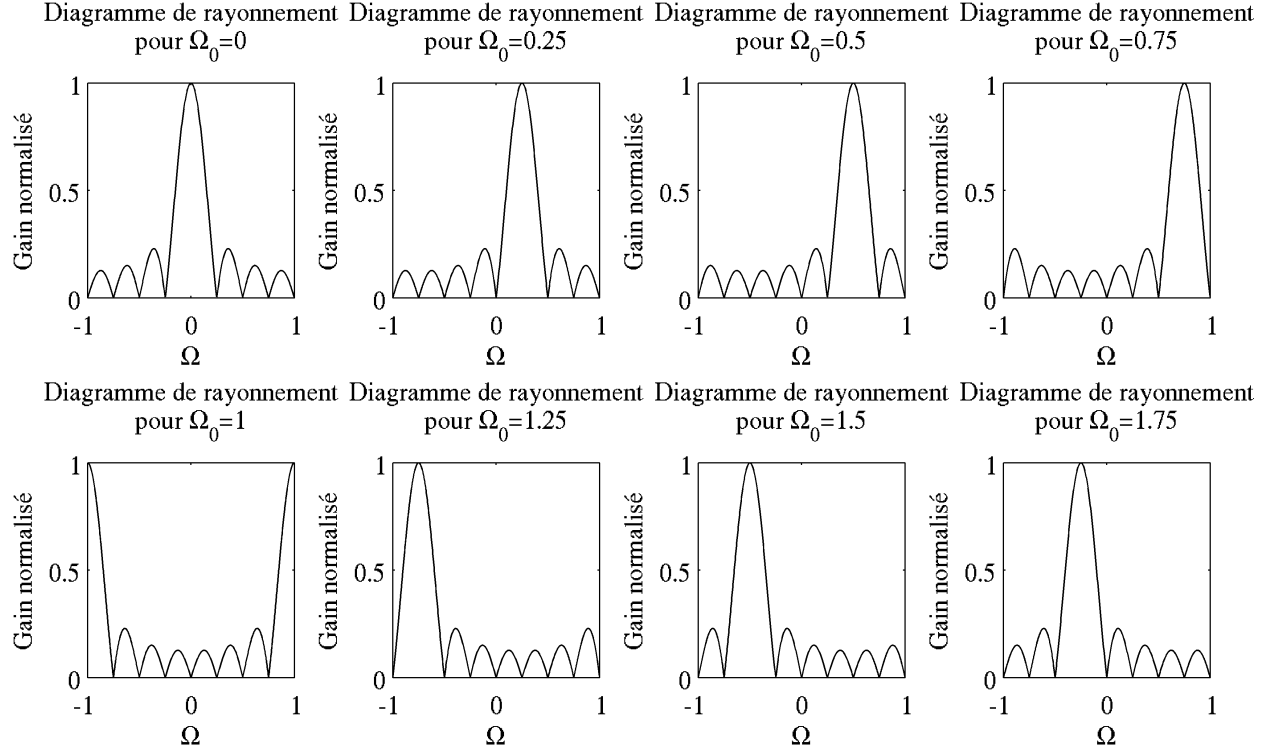
ANNEXE B

Atténuation spécifique aux gaz atmosphériques en ondes millimétriques
(source : [3])



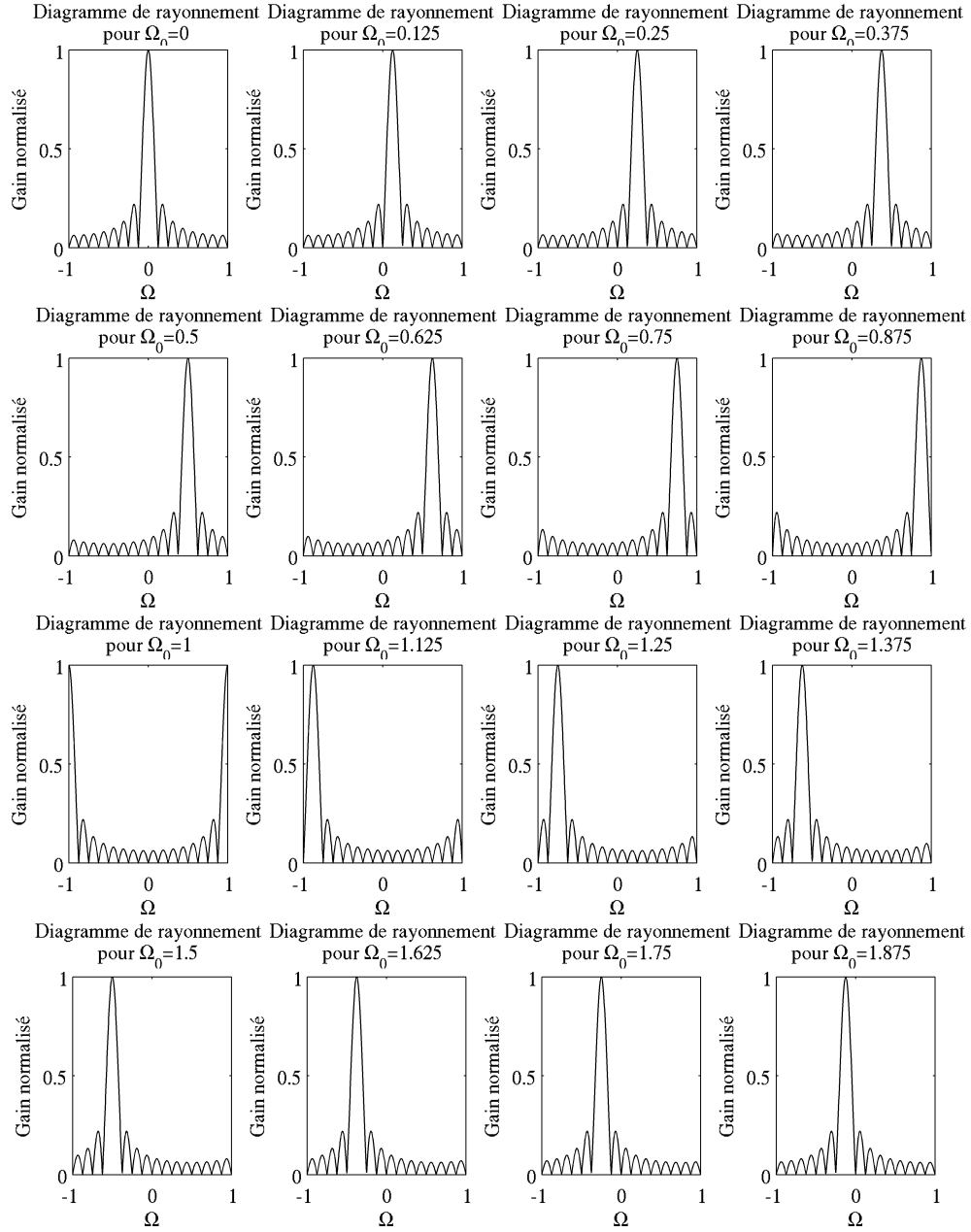
ANNEXE C

Diagrammes de rayonnement normalisés pour $k = 8$ et $\Delta = \frac{1}{2}$ d'une base orthogonale en représentation angulaire



ANNEXE D

Diagrammes de rayonnement normalisés pour $k = 16$ et $\Delta = \frac{1}{2}$ d'une base orthogonale en représentation angulaire



ANNEXE E

Analyse de l'influence de la distance d_{11}

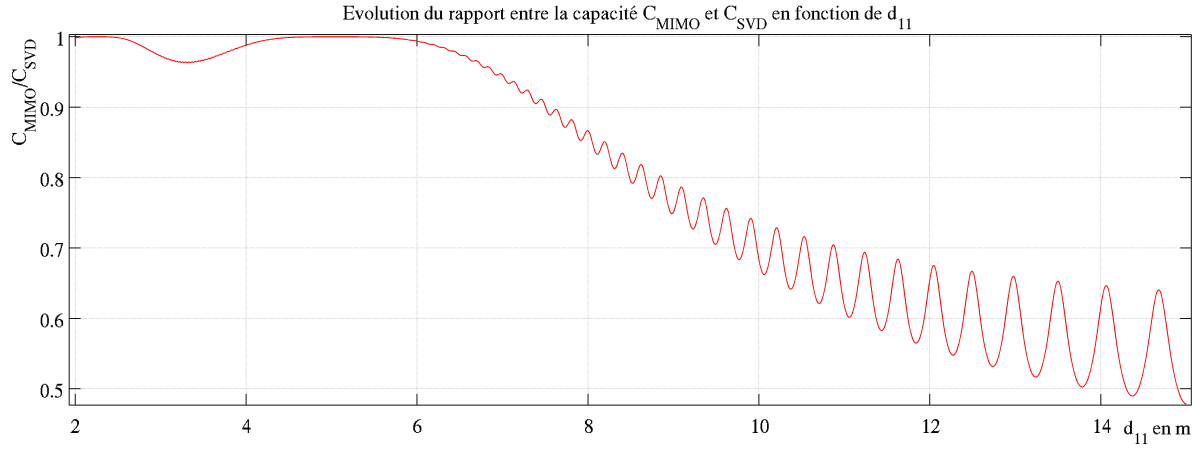


Figure E.1 Évolution du rapport entre la capacité C_{MIMO} et C_{SVD} en fonction de d_{11}

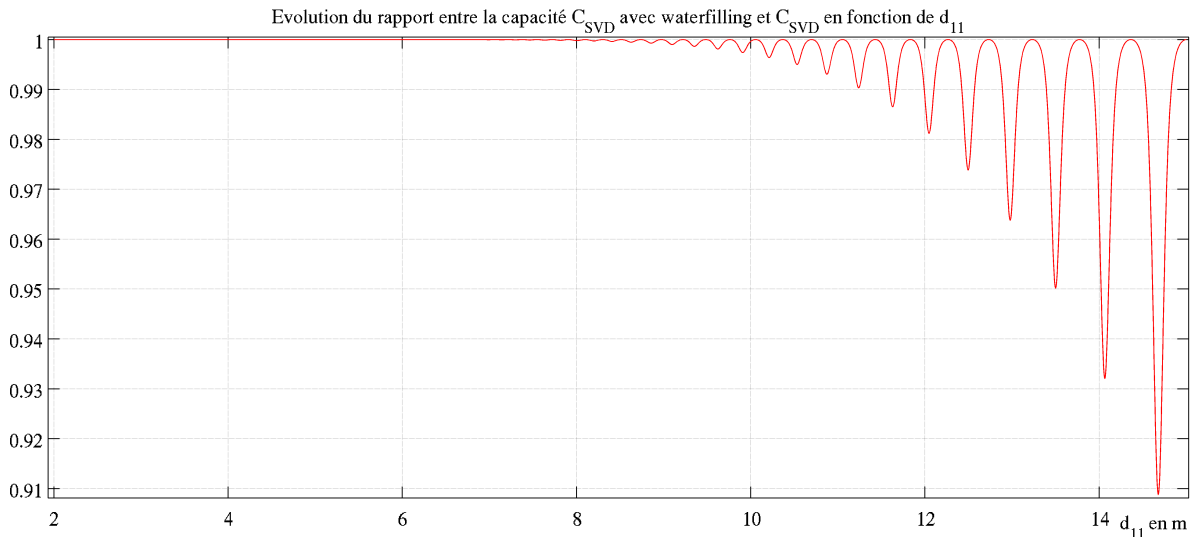


Figure E.2 Évolution du rapport entre la capacité C_{SVD} avec waterfilling et C_{SVD} en fonction de d_{11}

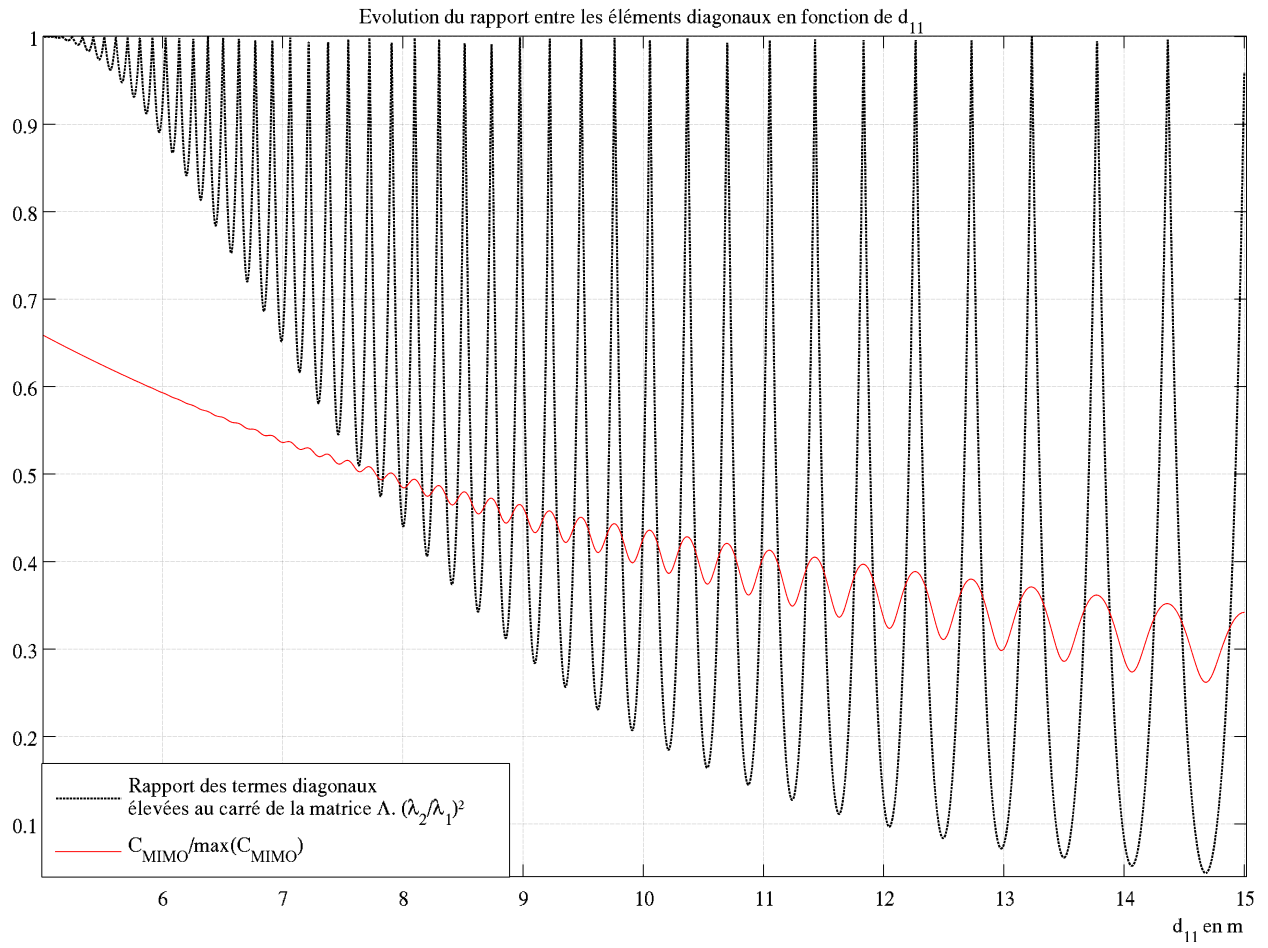


Figure E.3 Évolution du conditionnement de la matrice Λ et de la capacité normalisée C_{SVD} fonction de d_{11}

ANNEXE F

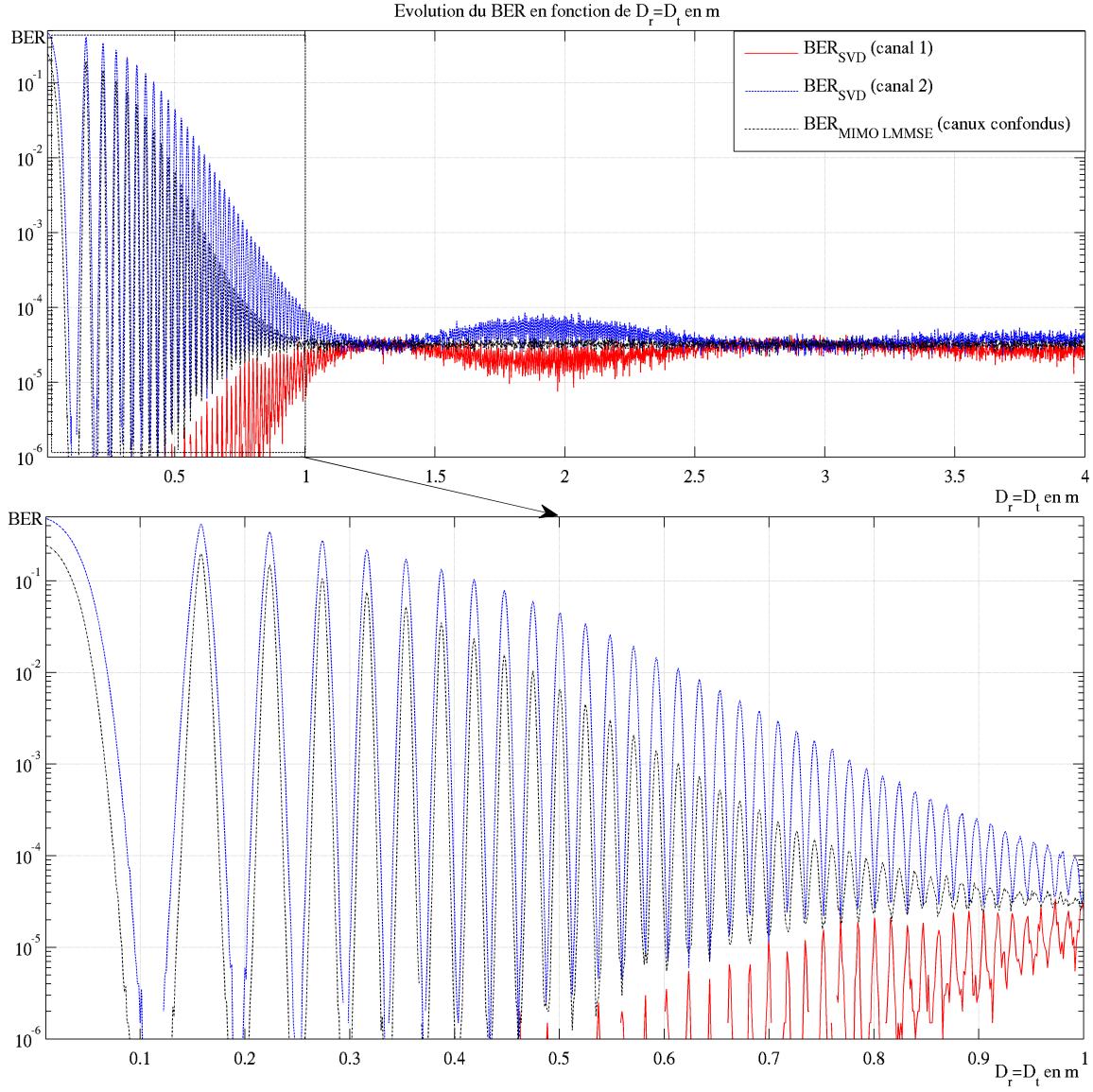
Analyse du MIMO avec SVD et du MIMO avec LMMSE lorsque D varie

Figure F.1 Évolution du BER du système simulé avec le modèle mathématique des réseaux de patches en fonction de D

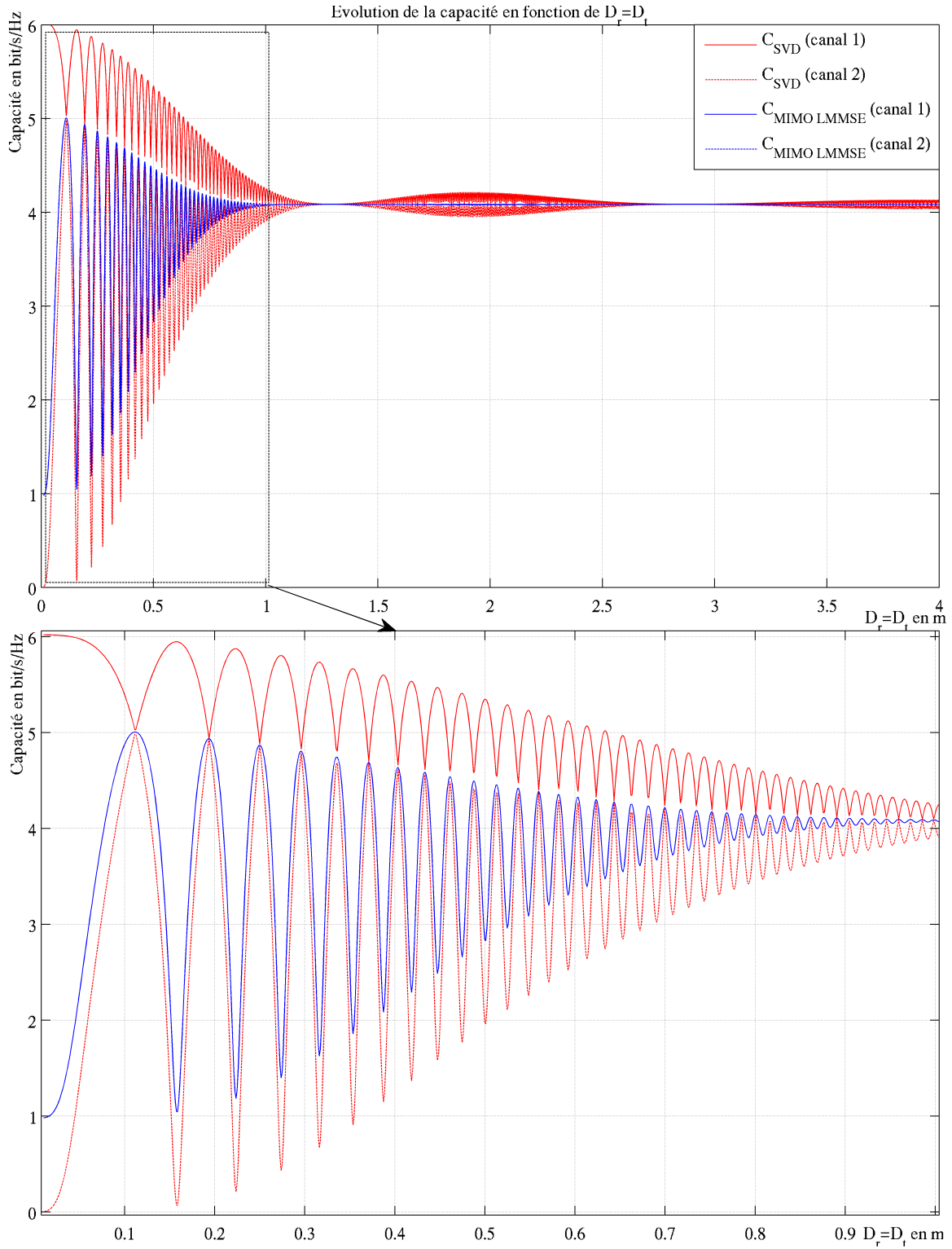


Figure F.2 Évolution de la capacité du système simulé avec le modèle mathématique des réseaux de patches en fonction de D

ANNEXE G

Erreur entre la simulation avec le modèle mathématique et celle avec le prototype

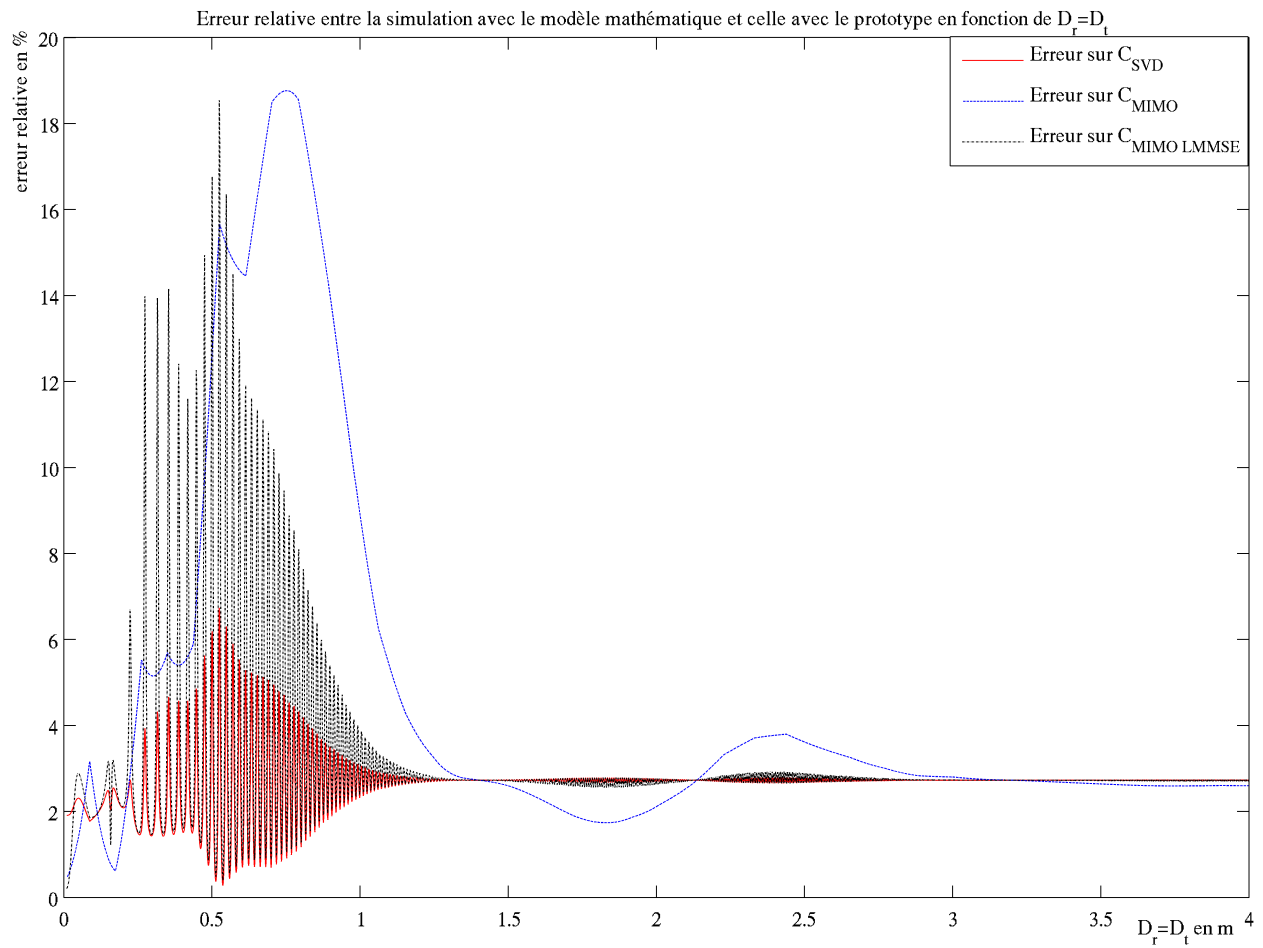


Figure G.1 Erreur relative entre la simulation avec le modèle mathématique et celle avec le prototype en fonction de D

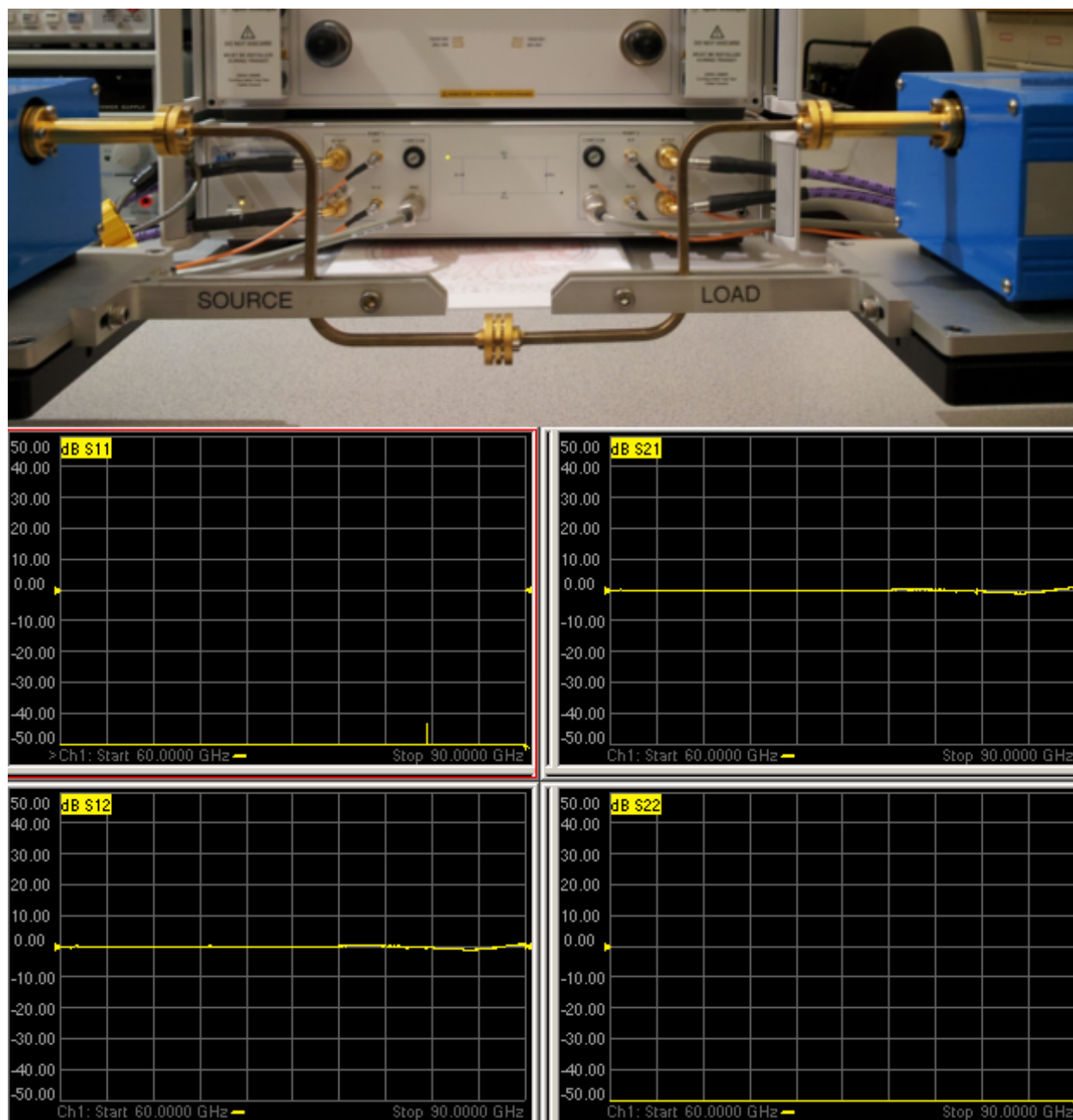
ANNEXE H

Kit de calibration standard WR-12



ANNEXE I

Paramètres S (amplitude en dB) après calibration



ANNEXE J

Diagramme de rayonnement mesuré du cornet à 60 GHz

